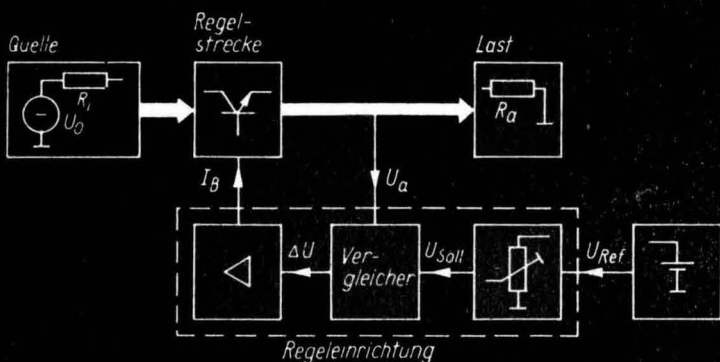
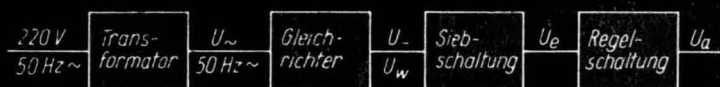


amateurreihe

electronica



Dr. Günter Kurz

**Grundlagen und
Schaltungsbeispiele
der Stromversorgung**

201

electronica · Band 201

Dr. Günter Kurz

Grundlagen und Schaltungsbeispiele der Stromversorgung



Militärverlag
der Deutschen Demokratischen
Republik

1. Auflage 1982

© Militärverlag

der Deutschen Demokratischen Republik (VEB) — Berlin, 1982

Lizenz-Nr. 5 · LSV: 3539

Lektor: Dipl.-Phys. Hans-Joachim Mönig

Zeichnungen: Angelica Prüfert

Typografie: Helmut Herrmann

Printed in the German Democratic Republic

Gesamtherstellung: Druckerei Märkische Volksstimme Potsdam

Redaktionsschluß: 15. Dezember 1981

Bestellnummer: 746 415 2

DDR 1,90 M

Inhaltsverzeichnis

1. Anforderungen an Stromversorgungseinrichtungen	4
1.1. Allgemeine Anforderungen	4
1.2. Spezielle Anforderungen	7
1.3. Grundsaltungen von Netzteilen	7
1.4. Sicherheitstechnische Anforderungen	9
2. Rohspannungserzeugung und Stabilisierung	12
2.1. Gleichrichterschaltungen	12
2.2. Netztransformator	18
2.3. Passive Siebschaltungen	25
2.4. Stabilisierung mit Z-Dioden	27
2.5. Störschutz (HF-Siebung)	29
3. Lineare Regelschaltungen	31
3.1. Prinzip des Regelkreises	31
3.2. Regelstrecke	33
3.3. Sollwerterzeugung	36
3.4. Regeleinrichtung und Schaltbeispiele	38
3.5. Integrierte Regelschaltungen	42
3.6. Schutzschaltungen	49
4. Transverter	52
4.1. Grundsaltung und Wirkungsweise	52
4.2. Schaltungsvarianten	54
4.3. Eisenlose Gleichspannungswandler	58
4.4. Schaltspannungsregler	61
5. Schaltnetzteile	67
5.1. Grundsaltungen von Schaltnetzteilen	67
5.2. Anforderungen an den Schalttransistor	69
5.3. Dimensionierung des Leistungsteils	74
5.4. Steuerschaltungen	77
Literaturverzeichnis	87

1. Anforderungen an Stromversorgungseinrichtungen

Die in elektronischen Geräten eingesetzten Schaltungen benötigen für ihren Betrieb fast ausschließlich Gleichstrom. Als Energiequelle steht in der Regel nur das Wechselstrom-Energieverbundnetz zur Verfügung.

In Ausnahmefällen wird auch auf Batterien zur Stromversorgung zurückgegriffen. Die Stromversorgung aus Batterien ist für den Amateur relativ unproblematisch. Lediglich der Wechsel (bei Primärelementen) bzw. das Laden von Sekundärelementen erfordern einige Kenntnisse, die in diesem Beitrag nicht näher dargelegt werden sollen. Der interessierte Amateur sei auf [1] und [2] verwiesen.

1.1. Allgemeine Anforderungen

Nennspannung und Nennstrom

Vor der Projektierung einer Stromversorgungseinrichtung sind die Anforderungen genau zu erfassen. In erster Linie müssen Nennspannung (Ausgangsspannung U_a) und Nennstrom (Ausgangsstrom I_a oder -strombereich) festgelegt werden. Die Nennspannung ergibt sich meist schon aus den verwendeten Schaltungen (z. B. bei TTL-Gattern $+5\text{ V}$; bei vielen Operationsverstärkern $\pm 15\text{ V}$). Dagegen müssen zur Feststellung des Stromes entweder die Ströme des zu versorgenden Gerätes berechnet oder mit Hilfe einer Experimentierstromversorgung gemessen werden. Auch der Amateur sollte es sich zur Regel machen, seine Netzteile nicht überzudimensionieren, da neben erhöhtem Materialaufwand auch mit einem schlechteren Wirkungsgrad zu rechnen ist.

Stabilität der Nenngrößen

Neben der Festlegung der Nennwerte von Strom und Spannung ist deren Stabilität für den Entwurf eines Netzteils sehr wichtig. Da im Energieverbundnetz Spannungsschwankungen von $+10\%$ bis -15% auftreten können und sich unterschiedliche Strom-

belastungen des zu versorgenden Gerätes (z. B. bei Sende/Empfangsgeräten durch Umschalten der Betriebsart) ergeben, werden meist Regeleinrichtungen zur Stabilisierung der Ausgangsspannung vorgesehen. Die Ausgangsspannung eines Netzteiles hängt nach

$$U_a = f(U_e, I_a)$$

von der Eingangsspannung des Netzes und vom Laststrom ab. Änderungen der Ausgangsspannung ergeben sich daher zu

$$\Delta U_a = \frac{1}{S} \Delta U_e + r_i \Delta I_a. \quad (1.1)$$

Dabei gibt der Faktor S an, wie sich Schwankungen der Eingangsspannung auf die Ausgangsspannung auswirken.

$$S = \frac{\text{relative Änderung der Eingangsspannung}}{\text{relative Änderung der Ausgangsspannung}} \quad (1.2)$$

wird Stabilisierungsfaktor genannt. Der Faktor

$$r_i = \frac{\text{Änderung der Ausgangsspannung}}{\text{Änderung des Ausgangsstromes}} \quad (1.3)$$

entspricht dem dynamischen Innenwiderstand des Netzteils. Laständerungen ΔI_a verursachen über den dynamischen Innenwiderstand entsprechende Ausgangsspannungsschwankungen.

Kleine Ausgangsspannungsschwankungen erhält man nach Gl. (1.1) bei großem Stabilisierungsfaktor S und kleinem dynamischem Innenwiderstand des Netzteils. Gl. (1.1) erlaubt auch, die auftretenden Schwankungen genau zu ermitteln. Allerdings können S und r_i bei komplizierten Netzgeräten nicht einfach berechnet werden, so daß man diese Größen meist experimentell bestimmt. Die zugelassenen Abweichungen ΔU_a richten sich nach den Anforderungen des zu versorgenden Gerätes. Während bei digitalen Schaltungen die zulässigen Toleranzen bereits vom Schaltkreishersteller angegeben werden (z. B. bei TTL $\Delta U_a/U_a = \pm 5\%$), sind sie für analoge Schaltungen meist selbst zu bestimmen. Bei Operationsverstärkern ist beispielsweise die zulässige Abweichung durch die geforderte Betriebsspannungsunterdrückung festgelegt. Andere integrierte Schaltkreise (IS) ent-

halten Stabilisierungsschaltungen (z. B. *A 220*, *A 244*, *A 290*, *A 301*), so daß keine besonderen Anforderungen an die Stabilität bestehen. Bei Leistungsverstärkern fordert man im Interesse stabiler Ausgangsleistung eine möglichst geringe Lastabhängigkeit (kleiner dynamischer Innenwiderstand r_i). Es ist also von Fall zu Fall die erforderliche Stabilität einzuschätzen.

Welligkeit

Bei Stromversorgungen aus dem Wechselstromnetz ist der Ausgangsgleichspannung eine Restwelligkeit überlagert. Unter Welligkeit versteht man das Verhältnis des Effektivwertes dieser Welligkeitsspannung (U_w) zur Ausgangsgleichspannung:

$$w = \frac{U_w}{U_a} \quad (1.4)$$

Die Ursache der Welligkeit ist in der ursprünglichen Wechselspannung zu suchen. Durch Gleichrichtung entsteht eine mehr oder weniger schwankende Gleichspannung. Die verbleibende Welligkeitsspannung stört insbesondere in solchen Geräten, wo die Frequenz der Welligkeitsspannung im Nutzsignalband liegt (z. B. NF-Verstärker, Video-Verstärker). Da Vorstufen besonders empfindlich sind, muß durch gute Siebung für eine geringe Welligkeit bei der Speisung dieser Stufen gesorgt werden.

Wirkungsgrad

Der Wirkungsgrad einer Stromversorgungseinrichtung

$$\eta = \frac{P_a}{P_e} \quad (1.5)$$

sollte möglichst groß sein. Diese für industrielle Anwendungen sehr wesentliche Forderung spielt beim Amateur meist eine untergeordnete Rolle. Lediglich bei Leistungsverstärkern und Sendern wird man auf einen guten Wirkungsgrad der Stromversorgung bedacht sein. Trotzdem sollte der Amateur durch sorgfältige Dimensionierung seiner Netzteile zum sparsamen Umgang mit Elektroenergie beitragen.

Auf diesen Gesichtspunkt wird bereits an dieser Stelle hingewiesen, da gerade Fragen des Wirkungsgrades zu grundsätzlich neuen Lösungen geführt haben (Schaltnetzteil).

1.2. Spezielle Anforderungen

Neben den oben erläuterten Anforderungen, die prinzipiell bei jeder Stromversorgungseinrichtung zu beachten sind, müssen unter Umständen zusätzliche Bedingungen vom Netzteil erfüllt werden. Dazu gehören in erster Linie der Schutz des Netzteils bei Kurzschluß am Ausgang. Diesen Schutz wird man unbedingt vorsehen bei Experimentierstromversorgungen, wie sie der Amateur auch verwendet.

Hochfrequente Störungen des Netzes müssen vom Netzgerät unterdrückt werden. Das gilt insbesondere für Empfänger und empfindliche Meßgeräte. Eine hochfrequente Siebung im Netzteil ist aber auch erforderlich, wenn das zu versorgende Gerät die hochfrequente Energie selbst erzeugt. Besonders bei Meß- und Amateurfunksendern wird deshalb der Entstörung im Netzteil große Bedeutung zukommen. Als weitere Quelle für HF-Störungen ist das Netzgerät selbst zu sehen. Bei Schaltspannungsreglern (s. Abschnitt 4.) entstehen durch das Zerhacken der Gleichspannung erhebliche Störungen auch im Wechselstromnetz.

Eine weitere, meist ohne zusätzlichen Aufwand bereits erfüllte Forderung besteht darin, daß beim Ein- und Ausschalten der Stromversorgung deren Ausgangsspannung den vorgesehenen Sollwert auch kurzzeitig nicht überschreitet. Diese Forderung muß insbesondere dann berücksichtigt werden, wenn Ausgangsspannungsüberschreitungen zu Zerstörungen im zu versorgenden Gerät führen können (Überschreiten zulässiger Sperrspannungen). Gelegentlich fordert man auch, daß bei Netzausfall während des Betriebes eines Gerätes dieses sich nicht wieder selbständig einschaltet. Das Wiedereinschalten soll durch das Bedienpersonal geschehen. Es wird dadurch auf den Netzausfall und damit eventuell verbundene Fehler aufmerksam. Dieser Fall wird allerdings in Amateurgeräten selten vorkommen.

1.3. Grundsaltungen von Netzteilen

In Bild 1.1 ist der Übersichtsschaltplan einer konventionellen Stromversorgungseinrichtung dargestellt. Mit Hilfe des Transformators wird die Netzwechselspannung auf die zur Versorgung

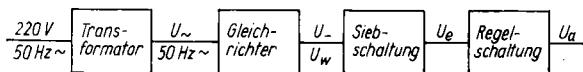


Bild 1.1 Übersichtsschaltplan eines linear geregelten Netzteiles

erforderliche Spannung (im Bild $U_{\sim}$) heruntertransformiert. Außerdem übernimmt der Transformator mit seinen beiden Wicklungen die galvanische Trennung vom Netz. Für den Amateur ist diese Netztrennung zur Sicherung des Berührungsschutzes besonders wichtig, da bei Messungen in einem Gerät die Berührung des Chassis somit gefahrlos möglich ist.

Die sekundäre Transformatorspannung wird gleichgerichtet. Dem Mittelwert U_{-} der entstehenden pulsierenden Gleichspannung ist eine Welligkeitsspannung U_w überlagert. Für sehr geringe Anforderungen genügt bereits diese Spannung zur Stromversorgung (z. B. für Lampenanzeigen). Meist wird man jedoch auf eine Siebschaltung zur Verringerung der Welligkeit nicht verzichten können.

Die am Ausgang der Siebschaltung verfügbare Spannung soll als Rohspannung bezeichnet werden. Vielfach verwendet der Amateur solche unstabilisierten Netzgeräte, da der Aufwand zur Stabilisierung oder Regelung meist gescheut wird.

Bei höheren Anforderungen an die Ausgangsgrößen der Stromversorgung schließt sich entsprechend Bild 1.1 an die Rohspannungserzeugung eine Stabilisierungs- oder Regelschaltung an. Deren Eingangsspannung sei mit U_e bezeichnet. In diesem Heft der Reihe *electronica* werden vor allem Regelschaltungen näher betrachtet.

Neben linearen Regelschaltungen, die man in erster Näherung als geregelte Spannungsteiler ansehen kann, sind in den letzten Jahren vielfach auch *Schaltspannungsregler* eingesetzt worden. Beim Schaltspannungsregler wird die Rohspannungsquelle nur zeitweilig mit einem der Belastung parallelgeschalteten Energiespeicher verbunden. Der Energiespeicher dient zur möglichst gleichmäßigen Energieabgabe an den Verbraucher. Als Schalter wird meist ein Transistor im Schalterbetrieb verwendet. Über die Änderung des Tastverhältnisses bei seiner Ansteuerung ist die Regelung der Ausgangsspannung möglich.

Während beim linearen Regler ein erheblicher Teil der elektrischen Energie im Regler in Wärme umgewandelt wird, ist der

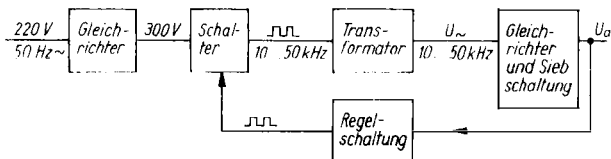


Bild 1.2 Übersichtsschaltplan eines geregelten Schaltnetztes

Wirkungsgrad des Schaltspannungsreglers wesentlich besser. Moderne Stromversorgungseinrichtungen basieren auf dem Prinzip des Schaltspannungsreglers. Bild 1.2 zeigt den Übersichtsschaltplan eines solchen Schaltnetztes. Beim *Schaltnetzteil* wird die Netzspannung unmittelbar gleichgerichtet. Die dabei entstehende Gleichspannung von etwa 300 V wird anschließend mit Hilfe eines Schalttransistors wieder mit einer Frequenz von 10 bis 50 kHz zerhackt und in einem Transformator heruntertransformiert. Der Transformator sichert gleichzeitig die galvanische Trennung vom Netz. An den Transformator schließen sich Gleichrichter und Siebschaltung an. Die Regelung wird wie beim Schaltspannungsregler durch Verändern des Tastverhältnisses des Schalters vorgenommen.

Neben einem besseren Wirkungsgrad gegenüber konventionellen Netzteilen mit linearem Regler zeichnet sich das Schaltnetzteil auch noch durch geringeren Materialeinsatz aus, denn Wechselspannungen hoher Frequenz lassen sich mit wesentlich kleineren Transformatoren transformieren. Dieser Vorteil wird durch eine kompliziertere Schaltungstechnik erkauft. Da aber Schaltungen zur Ansteuerung des Schaltreglers als IS realisiert werden können, spielt das heute keine Rolle mehr.

Der Amateur wird Schaltnetzteile vorerst kaum verwenden, da ihm in der Regel die erforderlichen Bauelemente nicht zur Verfügung stehen. In der Industrie werden sie aber verstärkt eingesetzt (z. B. [3]). Es ist deshalb notwendig, ihre Wirkungsweise zu kennen. Der interessierte Amateur wird sich außerdem selbst einmal um den Entwurf und Aufbau einer solchen Stromversorgung bemühen.

1.4. Sicherheitstechnische Anforderungen

Bei Stromversorgung aus dem Energieverbundnetz ergeben sich eine Reihe von Anforderungen bezüglich der Sicherheit, die

ebenfalls dargestellt werden müssen. Der Schutz vor Gefährdung durch elektrischen Strom gehört mit zu den Grundanforderungen, die an elektronische Geräte zu stellen sind.

Für den Amateur ist prinzipiell die TGL 14 283/07 (Elektronische Meßgeräte, sicherheitstechnische Forderungen und Prüfungen) zutreffend. Danach sind gefährliche Spannungen solche von $U_{\sim} > 42 \text{ V}$ bzw. $U_{-} > 65 \text{ V}$. Als Schutz gegen zu hohe Berührungsspannung an betriebsmäßig nicht unter Spannung stehenden Teilen (z. B. Gehäuse des Gerätes) werden deshalb Schutzmaßnahmen nach Schutzklasse I oder II gefordert. Unter Schutzklasse I versteht man Maßnahmen wie Erdung, Nullung oder Schutzschaltung. In Bild 1.3 ist als Beispiel die Schutzerdung eines Transformators dargestellt. Nach TGL 200-1643 (Kleintransformatoren und Drosseln) sind über einen gesonderten Schutzleiter (im Bild durch „Erde“ gekennzeichnet) der Transformator bzw. die Masseseite der Sekundärwicklung und ein vorhandenes metallisches Gehäuse miteinander verbunden. Die Kennzeichnung von Geräten der Schutzklasse I ist mit dem Erdzeichen vorzunehmen.

Bei nichtmetallischen Gehäusen von Geräten kann der Berührungsschutz auch nach Schutzklasse II vorgenommen werden. In Bild 1.4 ist die Schutzisolierung eines Gerätes dargestellt. Es müssen alle metallischen Teile durch das aus Isoliermaterial bestehende Gehäuse umschlossen sein. Das betrifft auch Schalter und andere Betätigungseinrichtungen, die meist mit Isolierstoffasten versehen werden.

Lediglich Befestigungsschrauben usw. sind zulässig, wenn sie durch verstärkte Isolierung vom metallischen Teil des Gerätes

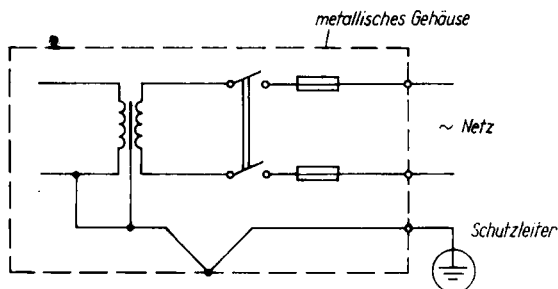


Bild 1.3 Schutzerdung eines Transformators

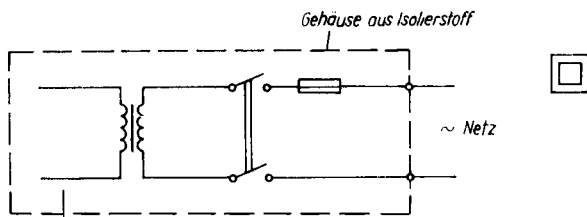


Bild 1.4 Schutzisolierung eines Gehäuses

getrennt sind. Das Symbol für die Schutzisolierung ist in Bild 1.4 mit angegeben.

Die Transformatoren der Geräte gemäß Schutzklasse I und II müssen entsprechend den obigen Anforderungen ausgeführt werden. Bei der Schutzklasse I muß der Transformator einen entsprechenden Schutzleiteranschluß aufweisen. Für die Schutzklasse II ist dieser Anschluß nicht zulässig, dafür aber eine Schutzisolierung erforderlich (TGL 200-1643/01).

Für Geräte mit Spannungen $U_{\sim} < 42 \text{ V}$ bzw. $U_{-} < 65 \text{ V}$ gilt die Schutzklasse III (Schutzkleinspannung). Für den Amateur sind das in der Regel Geräte, die aus Batterien betrieben werden. Der Schutz ist dabei durch die zulässigen Spannungswerte gegeben, bei denen noch keine Gefährdung durch Berührung eintritt. Allerdings trifft das nur zu, solange das Gerät nicht mit anderen Geräten oder Leitern der Schutzklasse I und II verbunden wird (z. B. bei Anwendung eines Meßgerätes zur Messung in einem Netzgerät).

Neben der Forderung nach Berührungsschutz sollte unbedingt auch eine Sicherung gegen Überlastung vorgesehen werden. Nach TGL 14 283/07 müssen Geräte mit einer Leistungsaufnahme $> 20 \text{ VA}$ vor dem Netzschalter abgesichert sein. Bei Geräten der Schutzklasse I sind in beide Netzleitungen Sicherungen einzuschalten (siehe Bild 1.3). Die Sicherung sollte bei Kurzschluß des Transformators oder der Zuleitungen ansprechen. Sie darf nicht durch den betriebsmäßig auftretenden Einschaltstromstoß (bei Gleichrichter mit Ladecondensator) ausgelöst werden.

2. Rohspannungserzeugung und Stabilisierung

Bei konventionellen Netzgeräten nach Bild 1.2 benötigt man zur Erzeugung der Rohspannung (transformierte und gleichgerichtete Netzspannung) neben dem Gleichrichter den Netztransformator. Da die Dimensionierung des Netztransformators erheblich von der Schaltung zur Gleichrichtung beeinflusst wird, sollte man als erstes die geeignete Gleichrichterschaltung auswählen und dimensionieren.

2.1. Gleichrichterschaltungen

Die gebräuchlichsten Gleichrichterschaltungen zeigt Bild 2.1. Beim Einweggleichrichter (Bild 2.1a) fließt Strom nur, wenn die positive Halbwelle der Wechselspannung anliegt. Damit entsteht über dem Verbraucherwiderstand R_a eine stark pulsierende

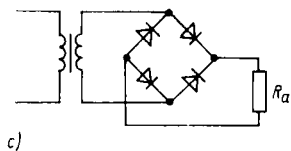
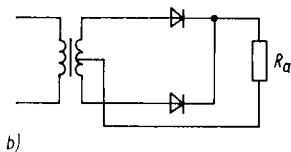
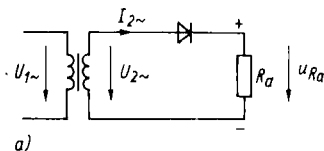


Bild 2.1
Gleichrichterschaltungen;
a — Einweggleichrichter E,
b — Mittelpunktgleichrichter M, c — Brückengleichrichter B

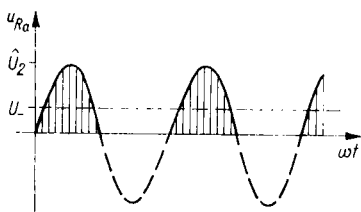


Bild 2.2
Spannungsverläufe
des Einweggleichrich-
ters (die Spannung an
 R_a entspricht den
schraffierten Be-
reichen)

Spannung (Bild 2.2). Der Mittelwert (eine Rechengröße) dieser Spannung ergibt sich zu

$$U_- = \frac{1}{\pi} U_2 = \frac{1}{\pi} \sqrt{2} U_2 \sim = 0,45 U_2 \sim . \quad (2.1)$$

Es muß also die Sekundärspannung des Transformators bei einer geforderten mittleren Gleichspannung U_-

$$U_2 \sim = 2,22 U_- \quad (2.2)$$

sein.

Der Verbraucherwiderstand (Außenwiderstand) dient in den nachfolgenden Betrachtungen als Ersatz für die zu versorgende Schaltung. Er berechnet sich aus Nennstrom und Nennspannung zu

$$R_a = \frac{U_a}{I_a} . \quad (2.3)$$

Den Mittelwert des Gleichstroms im Verbraucher erhält man ebenfalls wie bei der Spannung nach der Gleichung:

$$I_- = \frac{1}{\pi} \hat{I}_2 . \quad (2.4)$$

Ersetzt man den Spitzenwert des Sekundärstroms durch den Effektivwert, so ergibt sich [4]:

$$I_2 \sim = 1,57 I_- . \quad (2.5)$$

Richtet man beide Halbwellen der angelegten Wechselspannung gleich und sorgt dafür, daß sich die Teilströme im Verbraucherwiderstand in gleicher Richtung addieren, so erhält man eine wesentlich weniger pulsierende Ausgangsspannung. Die unteren Halbwellen sind gegenüber der Darstellung in Bild 2.2 „hoch-

Tabelle 2.1. Gleichrichterschaltungen bei reiner Widerstandsbelastung (E = Einwegsch., M = Mittelpunktsch., B = Brückensch.)

	E	M	B
Sekundärspannung $U_{2\sim}$	$2,22U_-$	$2,22U_-$	$1,11U_-$
Sekundärer Trafostrom $I_{2\sim}$	$1,57I_-$	$0,79I_-$	$1,11I_-$
Strom in einem Gleichrichter I_D	$1,57I_-$	$0,79I_-$	$0,79I_-$
Welligkeitsspannung U_w	$1,21U_-$	$0,49U_-$	$0,49U_-$
Frequenz der Welligkeit f_w	50 Hz	100 Hz	100 Hz

geklappt“. Solche Zweiweggleichrichter sind die *Mittelpunktschaltung* (Bild 2.1b) und die *Brückenschaltung* (Bild 2.1c). Bei der Mittelpunktschaltung fließt in jeder Halbwelle der sekundären Transformatorspannung der Strom über die obere bzw. untere Diode und den Verbraucher zum Mittelpunkt der angezapften Sekundärwicklung. Beim Brückengleichrichter fließt der Strom jeweils durch eine Diode vor und nach dem Verbraucher. Je nach Polarität der anliegenden Sekundärspannung werden die entsprechenden Dioden leitend.

Die Mittelpunktschaltung setzt eine Mittelanzapfung der Sekundärwicklung des Transformators voraus. Bei der Brückenschaltung benötigt man dagegen 4 Dioden.

In Tabelle 2.1. sind die für die Berechnung des Transformators und die Auswahl des Gleichrichters erforderlichen Beziehungen für die Zweigleichrichter nach [4] zusammengestellt.

Nachteilig bei allen vorstehenden Gleichrichterschaltungen ist die große Welligkeit der Ausgangsspannung. Man verwendet deshalb Gleichrichter mit Ladekondensator. Parallel zum Verbraucherwiderstand R_a wird ein Kondensator C geschaltet (Bild 2.3), der sich während der Stromflußdauer auflädt und seine Ladung bis zum nächsten Stromfluß langsam an den Verbraucher abgibt (Bild 2.4). Überschreitet die Wechsellspannung u_2 die Kondensatorspannung u_C (Bild 2.4a), so fließt Strom durch den

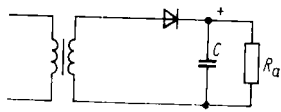


Bild 2.3
Einweggleichrichter mit kapazitiver Belastung durch Ladekondensator

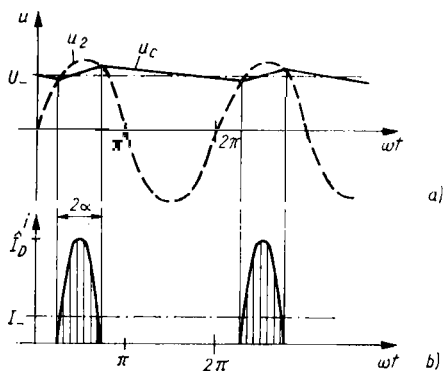


Bild 2.4 Kapazitiv belasteter Einweggleichrichter; a — Spannungsverläufe, b — Stromverläufe

Gleichrichter (Bild 2.4b). Bezogen auf eine volle Periode der anliegenden Wechselspannung, wird dieser Teil als *Stromflußwinkel* 2α bezeichnet. Der Mittelwert der entstehenden Gleichspannung U_- sowie auch die Welligkeit w hängen von der Größe des Stromflußwinkels ab. Das gilt auch für den Spitzenstrom durch den Gleichrichter [4]:

$$\hat{I}_D = \frac{180^\circ}{2\alpha} \pi I_- . \quad (2.6)$$

Der Stromflußwinkel ist vom Verhältnis R_a (Verbraucherwiderstand) zu R_i (Innenwiderstand des Transformators vom Gleichrichter her gesehen) und der Art der Gleichrichtung ($p = 1$ Einweg, $p = 2$ Zweiweg) abhängig (Bild 2.5 nach [2]).

Auf eine Herleitung der entsprechenden Gleichungen zur Transformatorberechnung soll auch hier verzichtet werden. In Tabelle 2.2. sind wieder die entsprechenden Beziehungen nach [4] zusammengestellt.

Als Gleichrichter werden Germanium- und Siliziumdioden eingesetzt. Selengleichrichter wählt man heute nur noch für sehr hohe Spannungen, da sie sich ohne besondere Beschaltung recht gut in Reihe anordnen lassen. Die Gleichrichter werden nach dem mittleren Gleichstrom I_- , dem Spitzenstrom $\hat{I}_D$ sowie der Sperrspannung $\hat{U}_{sp}$ ausgewählt. Bei rein ohmscher Belastung ent-

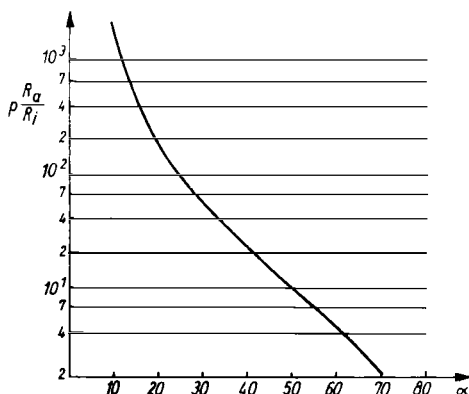


Bild 2.5 Stromflußwinkel α in Abhängigkeit von der Belastung

spricht die Sperrspannung dem Spitzenwert der sekundären Transformatorspannung:

Tabelle 2.2. Gleichrichterschaltungen bei Belastung mit Widerstand und Kondensator

	E	M	B
Sekundärspannung $U_{2\sim}$	$\frac{0,71}{\cos \alpha} U_-$	$\frac{1,41}{\cos \alpha} U_-$	$\frac{0,71}{\cos \alpha} U_-$
Sekundärer Trafostrom $I_{2\sim}$	$1,57 \sqrt{\frac{180^\circ}{2\alpha}} I_-$	$0,79 \sqrt{\frac{180^\circ}{2\alpha}} I_-$	$1,11 \sqrt{\frac{180^\circ}{2\alpha}} I_-$
Strom in einem Gleichrichter I_D	$I_{2\sim}$	$I_{2\sim}$	$\frac{I_{2\sim}}{\sqrt{2}}$
Welligkeitsspannung U_w in V (I_- in mA, C in μF)	$5 \frac{I_-}{C}$	$2 \frac{I_-}{C}$	$2 \frac{I_-}{C}$
Frequenz der Welligkeit f_w in Hz	50	100	100

$$\hat{U}_{sp} = \sqrt{2} U_2 \sim . \quad (2.7)$$

Bei Schaltungen mit Ladekondensator dagegen gilt für Einweggleichrichter

$$\hat{U}_{sp} = 2 \sqrt{2} U_2 \sim ; \quad (2.8)$$

für Zweiweggleichrichter

$$\hat{U}_{sp} = \sqrt{2} U_2 \sim . \quad (2.9)$$

Der Ladekondensator der Schaltungen nach Tabelle 2.2. kann je nach geforderter Welligkeitsspannung U_w gewählt werden. Es zeigt sich dabei aber, daß recht große Kapazitätswerte erforderlich sind. Auf eine weitere Siebung der gleichgerichteten Spannung kann man deshalb meistens nicht verzichten.

Neben den Gleichrichterschaltungen (Bild 2.1) werden gelegentlich auch *Verdoppler-* und *Vervielfacherschaltungen* eingesetzt (Bild 2.6). Diese Schaltungen nutzen die Ladungsspeicherung der Ladekondensatoren aus. Bei der Verdopplerschaltung nach *Delon* (doppelte Einwegschtaltung), dargestellt in Bild 2.6a, werden positive und negative Halbwelle in 2 Einweggleichrichtern gleichgerichtet und die entstehenden Gleichspannungen nur addiert. Die Ausgangsspannung dieser Schaltung beträgt

$$U_- = 2 \sqrt{2} U_2 \sim , \quad (2.10)$$

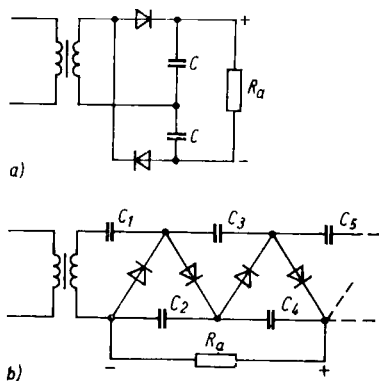


Bild 2.6
Spannungsvervielfacherschaltungen;
a — Verdoppler nach *Delon*, b — Kaskadenvervielfacher

wobei der Stromflußwinkel mit $\alpha \approx 0$ (Leerlauf) angenommen wurde.

Die Kaskadenvervielfacherschaltung nach *Greinacher* (Bild 2.6 b) beruht auf der Addition der über den Kondensatoren entstehenden Gleichspannungen. C_1 lädt sich auf die sekundäre Spitzenspannung

$$\hat{U}_2 = \sqrt{2} U_2 \sim$$

auf. Alle anderen Kondensatoren führen die doppelte Spitzenspannung $2 \hat{U}_2$. Der in Bild 2.6 b dargestellte Vervielfacher liefert im Leerlauf also die Ausgangsspannung

$$U_{\sim} = 4 \sqrt{2} U_2 \sim.$$

Bei Belastung muß allerdings mit einer Spannungsminderung gerechnet werden [5].

Spannungsvervielfacherschaltungen sind für den Amateur dann von Interesse, wenn bei vorgegebener Transformatorspannung eine höhere Gleichspannung benötigt wird. Das kann z. B. eine Hilfsspannung (Abstimmspannung für C-Dioden-Tuner) oder Hochspannung (Anodenspannung einer Oszillografenröhre) sein. Vervielfacherschaltungen werden auch in Gleichspannungswandlern eingesetzt (siehe Abschnitt 4.).

2.2. Netztransformator

Prinzip

Mit Hilfe des Netztransformators wird die erforderliche Wechselspannung $U_2 \sim$ für die Gleichrichterschaltung bereitgestellt. Das Grundprinzip des Transformators beruht auf der Umwandlung elektrischer Energie aus dem Wechselstromnetz mit $U_1 \sim = 220 \text{ V}$ in magnetische Energie. Die magnetische Energie erzeugt in der Sekundärwicklung wieder elektrische Energie. Da die Spannungen des Transformators vom Verhältnis der Windungszahlen N (dem Übersetzungsverhältnis $\ddot{u}$) abhängen, kann man in weiten Grenzen beliebige Spannungen U_2 erhalten.

Für den verlustlosen Transformator gelten:

$$\frac{U_1}{U_2} = \frac{N_1}{N_2} = \ddot{u}; \quad (2.11)$$

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{N_2}{N_1} = \frac{1}{u} \quad (2.12)$$

Im Transformator treten verschiedene Energieverluste auf, die sich als Wärmeenergie bemerkbar machen und im wesentlichen die Größe des Transformators bestimmen. Die Verluste werden durch den Eisenkern, die Wicklungswiderstände und die magnetische Streuung verursacht. Der Wirkungsgrad üblicher Kleintransformatoren (das sind Transformatoren mit einer übertragenen Leistung kleiner 6,3 kVA)

$$\eta = \frac{P_2}{P_1}$$

liegt zwischen 50 und 90 %.

Aufbau

Der Eisenkern eines Transformators besteht aus einem Paket von Blechen, die aus magnetisch weichem Eisen hergestellt werden und durch Lackierung elektrisch voneinander isoliert sind. Es gibt verschiedene Typen von Kernblechen. In Bild 2.7 sind die beiden gebräuchlichsten Arten nach TGL 3015 dargestellt. Die Blechstärke beträgt 0,35 mm (Dynamoblech IV) oder 0,5 mm (Dynamoblech III) und bestimmt die Eisenverluste wesentlich mit.

Die Anzahl der in einem Paket eines Transformators enthaltenen Bleche richtet sich nach der Schichthöhe und der Blechstärke und ist je nach Typ und Größe des Transformators aus den Tabellen 2.3. und 2.4. zu ersehen.

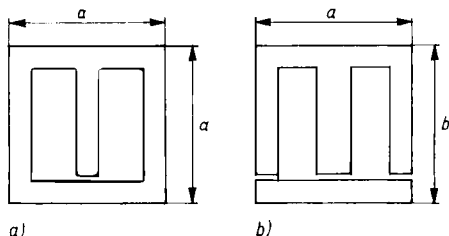


Bild 2.7 Transformatorkernbleche; a — M-Typ, b — EI-Typ

Die Wicklungen des Transformators sind bei den Typen nach Bild 2.7 auf einem gemeinsamen Spulenkörper angeordnet, der das mittlere Joch des Kernblechpaketes (siehe Bild 2.7) umschließt. Sie werden aus Kupferlackdraht lagenweise gewickelt. Dabei liegt die Primärwicklung (mit N_1 Windungen) unter der (oder den) Sekundärwicklung(en). Wicklungs- und Lagenisolation ergeben sich durch eingelegtes Lackpapier.

Ein Halterung preßt die Kernbleche zusammen, enthält das Lötösenbrett für die Anschlüsse und dient der Montage des Transformators im Gerät.

Berechnung

Die Berechnung von Transformatoren ist nicht schwierig, aber umständlich (siehe TGL 200-1737, Blatt 1 und 2). Es werden deshalb Näherungsverfahren verwendet [1], [2]. Hier sei eine einfache Möglichkeit in Anlehnung an [4] dargestellt.

Tabelle 2.3. Transformatordaten für M-Kerne (gelten für 50 Hz und eine Induktion von 1,2 Tesla)

	M 42	M 55	M 65	M 74	M 85	M102a	M102b
Kantenlänge							
a in cm	4,2	5,5	6,5	7,4	8,5	10,2	10,2
Schichthöhe							
c in cm	1,5	2,0	2,7	3,2	3,2	3,5	5,2
Blechzahl							
(0,5-mm-Bleche)	29	39	53	63	69	69	103
max.							
Typeistung							
P_T in VA	4	12	25	50	70	120	180
Windungs-							
zahl je Volt							
n in V^{-1}	22,9	12,2	7,64	5,62	4,45	3,48	2,33
Wicklungs-							
querschnitt							
A_w in cm^2	1,25	2,06	2,9	3,98	4,24	6,16	6,16
zulässige							
Stromdichte							
S in $A\ mm^{-2}$	5,0	4,0	3,5	3,0	2,8	2,6	2,4

Tabelle 2.4. Transformatordaten für EI-Kerne (gelten für 50 Hz und eine Induktion von 1,2 Tesla)

	EI 48	EI 54	EI 60	EI 66	EI 78	EI 84a
Kantenlänge						
a in cm	4,8	5,4	6,0	6,6	7,8	8,4
Kantenlänge						
b in cm	4,0	4,5	5,0	5,5	6,5	7,0
Schichthöhe						
c in cm	1,6	1,8	2,0	2,2	2,6	2,8
Bleczahl (0,5-mm-Bleche)	31	35	39	43	50	54
max. Typeleistung						
P_T in VA	5	10	15	20	35	50
Windungszahl je Volt						
n in V^{-1}	16,2	12,8	9,66	8,86	6,13	5,27
Wicklungsquerschnitt						
A_w in cm^2	1,08	1,47	1,93	2,34	3,64	4,33
zulässige Stromdichte						
S in $A\ mm^{-2}$	4,0	3,6	3,5	3,3	3,0	2,8

Größe und Typ des Transformators werden aus der zu übertragenden Leistung und den Verlusten (Typeleistung) ermittelt. Die sekundäre Typeleistung P_{T2} richtet sich nach der Belastung (P_2) und den Wicklungs- und Gleichrichterverlusten. Je nach Gleichrichterschaltung (siehe Abschnitt 2.1.) erhält man $P_2 = I_2 U_2$. Die Wicklungsverluste werden durch einen Faktor (Spannungszuschlagsfaktor) berücksichtigt:

$K_u = 1,1$ bei reiner Widerstandsbelastung,

$K_u = 1,12$ bei Kondensatorbelastung des Gleichrichters.

Damit wird

$$P_{T2} = K_u P_2 . \quad (2.13)$$

Die primäre Typeleistung P_{T1} folgt durch Annahme $P_1 = P_{T2}$ entsprechend zu

$$P_{T1} = K_i P_{T2} = K_i K_u P_2 . \quad (2.14)$$

In K_j werden die Eisenverluste des Kerns berücksichtigt (Strom-zuschlagsfaktor für I_1). Es gelten für ohmsche und Kondensatorbelastung:

$$\begin{aligned} K_{iE} &= 1,42 && \text{Einweggleichrichter,} \\ K_{iM} &= 1,1 \dots 1,2 && \text{Mittelpunktgleichrichter,} \\ K_{iB} &= 1,1 \dots 1,2 && \text{Brückengleichrichter.} \end{aligned}$$

Für die Auswahl des Transformators wird nun der Mittelwert aus primärer und sekundärer Typeistung verwendet:

$$P_T = \frac{P_{T1} + P_{T2}}{2} \quad (2.15)$$

Das Übersetzungsverhältnis kann nicht unmittelbar aus Gl. (2.11) bestimmt werden. Man berücksichtigt die primären Kupferverluste mit etwa 5% und betrachtet die sekundäre Leerlaufspannung. Damit ergibt sich

$$\ddot{u} = \frac{0,95 U_1}{K_u U_2} \approx 0,86 \frac{U_1}{U_2} \quad (2.16)$$

Zur Berechnung der Windungszahl und des Drahtdurchmessers geht man davon aus, daß der Wickelraum des Transformators (A_w = Wicklungsquerschnitt) zu 20 bis 30% von Isolierzwischenschichten und je zur Hälfte (35 bis 40%) von Primär- und Sekundärwicklung genutzt werden kann. Die Windungszahl wird durch das Material der Bleche und die Größe des Transformators bestimmt und läßt sich als Windungszahl je Volt (n) mittels der Tabellen 2.3. und 2.4. ermitteln.

Der Drahtdurchmesser folgt aus der Anzahl der Windungen je cm^2

$$N' = \frac{N}{A_w} \quad (2.17)$$

mit Hilfe der Tabelle 2.5.

Zum Schluß der Berechnung ist eine Kontrolle der Stromdichte

$$S = \frac{I \sim}{q} \quad (2.18)$$

in den einzelnen Wicklungen erforderlich (Erwärmung!). Der Drahtquerschnitt q ist ebenfalls aus Tabelle 2.5. zu ersehen. Die Stromdichte ergibt sich aus der Transformatorgröße (Tabelle 2.3.

Tabelle 2.5. Daten von Kupferlackdrähten

Durchmesser des blanken Drahtes in mm	Durchmesser des Kupferlack- drahtes in mm	Anzahl der Win- dungen je $\text{cm}^2 \text{ N}'$	Querschnitt q in mm^2
0,05	0,065	21 000	0,002
0,06	0,08	15 000	0,0028
0,07	0,09	12 300	0,0039
0,08	0,10	9 500	0,0050
0,10	0,12	6 400	0,0079
0,12	0,14	4 500	0,0113
0,14	0,16	3 500	0,0154
0,16	0,18	2 750	0,0201
0,18	0,20	2 230	0,0254
0,20	0,22	1 860	0,0314
0,22	0,245	1 570	0,0380
0,25	0,275	1 260	0,0491
0,30	0,325	900	0,0707
0,35	0,38	660	0,0962
0,4	0,43	500	0,126
0,5	0,535	330	0,196
0,6	0,64	230	0,283
0,7	0,74	170	0,385
0,8	0,85	131	0,503
0,9	0,95	105	0,636
1,0	1,05	85	0,785
1,1	1,16	70	0,95
1,2	1,26	60	1,13

und 2.4.). Ist sie in allen Wicklungen größer (so daß ein Ausgleich durch anderen Drahtdurchmesser nicht möglich ist), so muß man den nächstgrößeren Transformator wählen.

An einem Beispiel sei die Berechnung eines Transformators demonstriert:

Für einen Transistortaschenempfänger soll ein Netzgerät entworfen werden. Bei einer Nennspannung von 9 V wurde ein maximaler Strombedarf von 150 mA ermittelt.

Auswahl der Gleichrichterschaltung

Es wird ein Brückengleichrichter mit Ladekondensator gewählt.

Aus $U_a = 9 \text{ V}$ und $I_a = 150 \text{ mA}$ folgt nach Gl. (2.3)

$$R_a = 60 \, \Omega .$$

Bei einem geschätzten Innenwiderstand von $2 \, \Omega$ ergibt sich aus Bild 2.5 $\alpha = 30^\circ$.

Ermittlung der Typeistung

Aus Tabelle 2.2 erhält man somit.

$$U_2 \sim = \frac{0,71}{0,866} 9 \text{ V} = 7,4 \text{ V};$$

$$I_2 \sim = 1,11 \sqrt{\frac{180^\circ}{60^\circ}} 150 \text{ mA} = 288 \text{ mA} .$$

Mit Gl. (2.13) wird

$$P_{T2} = 1,12 \cdot 7,4 \text{ V} \cdot 288 \text{ mA} = 2,38 \text{ VA}$$

und mit Gl. (2.14)

$$P_{T1} = 1,2 \cdot 2,38 \text{ VA} = 2,97 \text{ VA} .$$

Der Mittelwert der Typeistung ergibt sich nach Gl. (2.15) zu

$$P_T = 2,67 \text{ VA} .$$

Aus den Tabellen 2.3. und 2.4. wird als Transformatortyp und -größe *M 42* mit $P_T = 4 \text{ VA}$ ausgewählt.

Dimensionierung der Wicklungen

Aus Gl. (2.16) ergibt sich bei $U_1 = 220 \text{ V}$ und $U_2 = 7,4 \text{ V}$

$$\ddot{u} = 25,6 .$$

Für den Transformator *M 42* gilt nach Tabelle 2.3. die Windungszahl je Volt

$$n = 22,9 \text{ V}^{-1} .$$

Damit wird die Primärwindungszahl

$$N_1 = n U_1 = 5040;$$

die Sekundärwindungszahl beträgt

$$N_2 = \frac{N_1}{ii} = 197 .$$

Der Wickelquerschnitt $A_w = 1,25 \text{ cm}^2$ (Tabelle 2.3.) wird zu je 35 % auf Primär- und Sekundärwicklung aufgeteilt.

Damit erhält man die Anzahl der Windungen

$$N'_1 = \frac{N_1}{0,35 A_w} = 11500 \text{ cm}^{-2};$$

$$N'_2 = \frac{N_2}{0,35 A_w} = 450 \text{ cm}^{-2} .$$

Die Drahtdurchmesser nach Tabelle 2.5. werden zu

$$d_1 = 0,07 \text{ mm}, q = 0,0039 \text{ cm}^2;$$

$$d_2 = 0,4 \text{ mm}, q = 0,126 \text{ mm}^2$$

gewählt.

Kontrolle der Stromdichte

$$\text{Mit } I_1 = \frac{P_{T1}}{U_1} = \frac{2,97 \text{ VA}}{220 \text{ V}} = 0,0135 \text{ A und } I_2 = 0,288 \text{ A (siehe$$

oben) erhält man mit Gl. (2.18)

$$S_1 = \frac{I_1}{q_1} = 3,47 \text{ A mm}^{-2};$$

$$S_2 = \frac{I_2}{q_2} = 2,29 \text{ A mm}^{-2} .$$

Damit wird die zulässige Stromdichte von 5 A mm^{-2} nach Tabelle 2.3. erheblich unterschritten.

2.3. Passive Siebschaltungen

In Abschnitt 2.1. wurde gezeigt, daß auch bei Verwendung eines Ladekondensators der Gleichspannung (Mittelwert) eine Wechselspannung (Welligkeitsspannung U_w) überlagert ist. Zur weiteren Siebung setzt man passive und aktive Schaltungen ein.

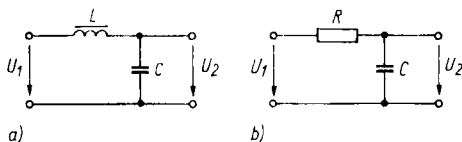


Bild 2.8 Siebschaltungen; a — LC -Glieder, b — RC -Glieder

Als aktive Siebschaltungen wirken Stabilisierungs- und Regelschaltungen.

In Bild 2.8 sind die gebräuchlichsten Siebschaltungen dargestellt. Der Siebfaktor

$$s = \frac{U_1}{U_2} \quad (2.19)$$

ergibt sich bei relativ großem Verbraucherwiderstand

$$\left(R_a \gg \frac{1}{\omega C} \right)$$

nach [1] für das LC -Glieder zu

$$s = p^2 \cdot 10^5 \cdot LC \quad (2.20)$$

und für das RC -Glieder zu

$$s = p \cdot 314 \cdot RC \quad (2.21)$$

($p = 1$ Einweggleichrichter; $p = 2$ Zweiweggleichrichter).

Da die Drossel des LC -Gliedes einen relativ kleinen Gleichstromwiderstand hat, fällt über dem Siebglied weniger Gleichspannung ab als bei einem RC -Glieder mit gleichem Siebfaktor. Trotzdem werden LC -Glieder kaum noch verwendet, da die erforderliche Drossel ein teures Bauelement ist. Hinweise zu ihrer Berechnung findet der Leser in [2].

Das RC -Glieder ist durch einen relativ hohen Gleichspannungsabfall über dem Widerstand R gekennzeichnet. Er ergibt sich aus dem Verbraucherstrom zu

$$\Delta U_R = R I_a.$$

Bei großem Verbraucherstrom ist dieser Spannungsabfall recht groß, wenn eine ausreichende Siebung angestrebt wird. Die RC -Siebung verwendet man heute meist nur für Vorstufen von Ver-

stärkern oder ähnlichen brummempfindlichen Teilschaltungen eines Gerätes. Diese Schaltungen benötigen meist nur einen kleinen Speisestrom, so daß der Spannungsabfall über dem Siebwiderstand unbedeutend ist.

Auch hinter Regelschaltungen können gemeinsame Leitungsführungen wieder Verkopplungen ergeben. Mit RC -Siebgliedern ist eine Siebung und Entkopplung auch dort sinnvoll.

Passive Siebschaltungen haben in der Stromversorgung an Bedeutung verloren, weil die ohnehin oft erforderliche Stabilisierungs- und Regelschaltung die Siebung mit übernimmt.

2.4. Stabilisierung mit Z-Dioden

Zum Ausgleich von Netzspannungsschwankungen und Belastungsänderungen sowie zur Stabilisierung und Siebung eignet sich eine einfache Stabilisierungsschaltung mit Z-Diode (Bild 2.9). Eine Z-Diode ist eine in Sperrichtung betriebene Siliziumdiode. Sie wird durch ihre Z-Spannung U_Z und den sehr kleinen dynamischen Innenwiderstand r_Z charakterisiert. In der Schaltung Bild 2.9 entspricht

$$U_a = U_Z. \quad (2.22)$$

Steigt U_e an, erhöht sich auch I_e . Da aber U_Z und damit U_a annähernd konstant bleiben, kann I_a nicht anwachsen. Dagegen steigt der Strom I_Z durch die Z-Diode. Änderungen des Laststromes I_a verursachen über R_V keine nennenswerten Spannungsänderungen, da

$$I_e = I_Z + I_a \quad (2.23)$$

nahezu konstant bleibt, also I_Z sich gegensinnig zu I_a ändert. Die Stabilisierungseigenschaften der Schaltung ergeben sich entsprechend der Definition nach Gl. (1.2) durch den Stabilisierungsfaktor zu

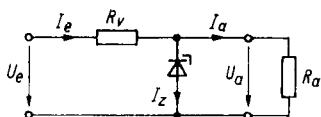


Bild 2.9
Z-Diodenstabilisierungs-
schaltung

$$S \approx \frac{U_Z R_V}{U_e r_Z}. \quad (2.24)$$

Die Siebwirkung wird durch

$$s \approx \frac{R_V}{r_Z} \quad (2.25)$$

bestimmt. Für den dynamischen Innenwiderstand der Schaltung erhält man

$$r_i \approx r_Z.$$

Bei der Dimensionierung geht man von der Auswahl einer geeigneten Z-Diode aus. Sie wird entsprechend Gl. (2.22) nach der Verbraucherspannung ausgewählt. Außerdem ist die zulässige Verlustleistung zu beachten. Sie bestimmt den maximalen Z-Strom $I_{Z \max}$.

Der Vorwiderstand der Stabilisierungsschaltung sollte nach [6] zwischen

$$R_V \geq \frac{U_{e \max} - U_{ZO}}{I_{a \min} + I_{Z \max}} \quad (2.26)$$

und

$$R_V \leq \frac{U_{e \min} - U_{ZO}}{I_{a \max} + I_{Z \min}} \quad (2.27)$$

liegen. Dabei werden $I_{Z \min}$ und U_{ZO} durch den Kennlinienverlauf der Diode bestimmt (siehe Herstellerangaben).

Als Beispiel soll eine Stabilisierungsschaltung mit Z-Diode für die in Abschnitt 2.2. berechnete Gleichrichterschaltung entworfen werden:

$U_e = 9 \text{ V}$ (+ 10%, - 15% infolge Netzspannungsschwankungen);

$U_a = 6 \text{ V}$, $I_a = (20 \dots 120) \text{ mA}$ (Lastschwankungen).

Gewählt wird die Silizium-Leistungs-Z-Diode SZ 600/6,2 mit folgenden Daten:

$U_Z = (5,8 \dots 6,6) \text{ V}$ ($U_{ZO} = 6 \text{ V}$ angenommen);

$I_{Z \max} = 1210 \text{ mA}$ (mit Kühlblech);

$I_{Z \min} = 20 \text{ mA}$ (angenommen);

$r_Z = 1 \Omega$.

Aus Gl. (2.26) und (2.27) ergibt sich

$$R_V \geq \frac{9,9 \text{ V} - 6 \text{ V}}{20 \text{ mA} - 1210 \text{ mA}} = 3,17 \Omega;$$

$$R_V \leq \frac{7,65 \text{ V} - 6 \text{ V}}{120 \text{ mA} + 20 \text{ mA}} = 11,8 \Omega.$$

Man wählt aus Gründen kleiner Verlustleistung einen möglichst hohen Wert:

$$R_V = 10 \Omega.$$

Nach Gl. (2.24) ergibt sich ein Stabilisierungsfaktor von $S = 6,7$ und nach Gl. (2.25) ein Siebfaktor von $s = 10$. Eingangsspannungsschwankungen von $+10\%$, -15% werden durch die Z-Diodenstabilisierung also auf $+1,5\%$, $-2,25\%$ verringert. Eine solche Stabilisierung genügt bei nicht zu hohen Ansprüchen meistens schon.

2.5. Störschutz (HF-Siebung)

Neben der beabsichtigten Energieübertragung vom Netz zur elektronischen Schaltung stellt eine Stromversorgungseinrichtung jedoch auch für Störsignale höherer Frequenz eine solche Verbindung her. Rundfunkempfänger und empfindliche Meßgeräte sind aber insbesondere vor Störungen aus dem Netz zu schützen. Bei Amateursendern und Meßgeneratoren dagegen muß ein Überkoppeln der erzeugten HF-Energie in das Netz verhindert werden.

Ein wirksamer Störschutz ist der statische Schirm im Transformator [2]. Zwischen Primär- und Sekundärwicklung des Netztransformators wird zwischen Lackpapier eine Kupferfolie so eingelegt, daß sich ihre Enden überlappen, aber elektrisch nicht verbunden sind (Kurzschlußwindung unbedingt vermeiden). Die Folie wird über einen Draht an Masse des Gerätes gelegt. Statt der Folie kann auch eine Lage Kupferdraht verwendet werden. Von diesem Draht darf nur ein Ende an Masse liegen.

Eine zusätzliche Siebung ist durch eine HF-Drosselkette in der Netzzuleitung möglich (Bild 2.10). Die Induktivitäten bestehen aus 2 auf *einen* Ferritkern gewickelten Spulen ($\approx 0,25 \text{ mH}$) und

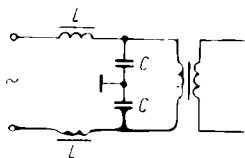


Bild 2.10

IIF-Siebglied in der Netzzuleitung

Kondensatoren mit hoher Wechselspannungsfestigkeit (700 V; keine Elektrolytkondensatoren!). Die Kapazität soll $C = 50 \text{ nF}$ nicht übersteigen. Durch Abschirmen des Siebgliedes und der Netzzuleitung kann die Wirkung verbessert werden.

Bei der Siebung der Eigenstörungen des Gerätes (Sender, Generator) sind geeignete Siebglieder möglichst in der Nähe der Störquelle (Endstufe) anzuordnen. Bei fester Frequenz des Störers werden statt Drossel und Kondensatoren auch mit Erfolg abgestimmte Schwingkreise eingesetzt [2].

Problematisch bezüglich der Störungen sind Schaltspannungsnetzteile (Bild 1.2). Hier wird die gesamte zu übertragende Energie in eine Rechteckschwingung mit hoher Frequenz (10 bis 50 kHz) umgewandelt. Diese Schwingungen können erhebliche Störspannungen im Netz und im zu versorgenden Gerät verursachen. Neben einer sorgfältigen Abschirmung des Leistungskreises (Transistorschalter und Transformator) muß man eine Siebung zum Netz und zum Verbraucher vorsehen. In Bild 2.11 ist eine typische Entstörschaltung eines Schaltnetzteiles dargestellt. Die Drosseln der Netzseite des Filters werden durch 2 gleiche Wicklungen auf einem gemeinsamen Ferritringkern gebildet. Durch entsprechenden Anschluß der Wicklungen heben sich die magnetischen Felder des Netzstroms im Kern auf, so daß keine magnetische Sättigung eintritt.

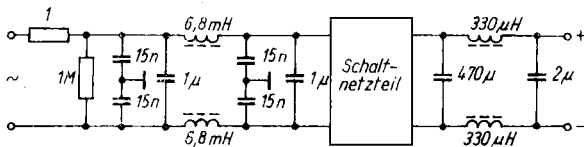


Bild 2.11 Entstörschaltung eines Schaltnetzteiles nach [7]

3. Lineare Regelschaltungen

Für viele Anwendungen genügt die mit Z-Dioden erreichbare Stabilität nach Abschnitt 2.4. noch nicht den Anforderungen. Deshalb werden Schaltungen zur Regelung der Ausgangsspannung verwendet. Bei den linearen Regelschaltungen wird die Regelung mittels eines im linearen (aktiven) Bereich arbeitenden Transistors vorgenommen.

3.1. Prinzip des Regelkreises

Nach Bild 1.1 befindet sich die Regelschaltung zwischen Rohspannungserzeugung und Last. In Bild 3.1 ist der Übersichtsschaltplan eines Spannungsreglers dargestellt. Die Quelle ersetzt die Rohspannungserzeugung, R_a den Verbraucher. Die konstant zu haltende Ausgangsspannung U_a wird im Vergleich der Regeleinrichtung mit dem Sollwert U_{Soll} verglichen. Die Differenz dieser beiden Größen (die Regelabweichung) wird verstärkt und als Stellgröße (Basisstrom I_B) zur Steuerung der Regelstrecke (Transistor) verwendet.

Die Regelstrecke beeinflusst den Energiefluß von der Quelle zum Verbraucher immer so, daß U_a konstant bleibt. Die Größe von

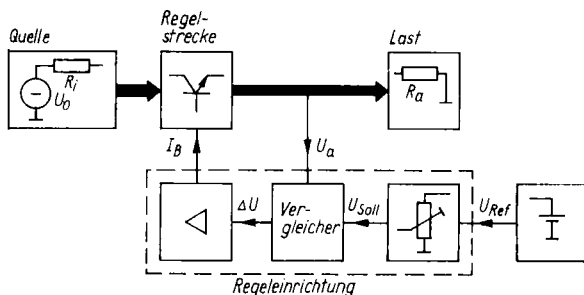


Bild 3.1 Übersichtsschaltplan eines Spannungsreglers

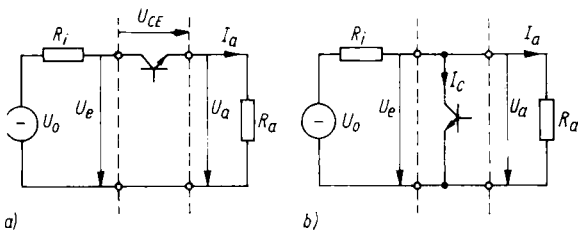


Bild 3.2 Schaltungen der Regelstrecke; a — Reihenregler, b — Parallelregler

U_a bestimmt der Sollwerteinsteller. Dabei handelt es sich um einen Spannungsteiler, der von der Referenzspannung U_{Ref} gespeist wird.

Für die Regelstrecke gibt es zwei Schaltungsmöglichkeiten (Bild 3.2). Beim *Reihenregler* wird der Spannungsabfall über der Kollektor-Emitter-Strecke des Transistors ausgenutzt. Es gilt

$$U_a = U_c - U_{\text{CE}}. \quad (3.1)$$

Mit $I_a = I_E \approx I_C$ ergibt sich aus Bild 3.2 a

$$U_{\text{CE}} = U_0 - I_a R_i - U_a. \quad (3.2)$$

Durch den Regler wird U_{CE} über I_B so verändert, daß U_a konstant bleibt.

Vorteilhaft am Reihenregler ist, daß der Spannungsabfall U_{CE} über dem Transistor nach Gl. (3.2) nur so groß sein muß, daß die auftretenden Schwankungen von U_0 und I_a gerade ausgeglichen werden können. Bei großen Schwankungen des Verbraucherstroms I_a gibt es allerdings ein praktisches Problem, das durch Gl. (3.2) nicht beschrieben wird. Bei $I_a = 0$ (Leerlauf) kommt der Transistor in den Sperrbereich und ist nicht mehr linear regelbar. Deshalb schaltet man in solchen Fällen (Experimentierstromversorgung) parallel zum Ausgang des Reglers im Netzgerät einen Widerstand, der einen Mindestlaststrom $I_{a \text{ min}}$ sichert.

Dazu reicht meist schon ein entsprechend gewählter Widerstandswert des Spannungsteilers für den Meßwert.

Beim *Parallelregler* ist die Regelstrecke parallel zur Last geschaltet (Bild 3.2 b). Der Spannungsabfall über R_i der Quelle

wird in Abhängigkeit vom Ausgangsstrom I_a und dem Kollektorstrom I_C so gewählt, daß U_a konstant bleibt. Es gilt

$$U_a = U_O - (I_a + I_C) R_i. \quad (3.3)$$

Da der Innenwiderstand der Quelle meist sehr klein ist, muß ein weiterer Widerstand R_R in Reihe geschaltet werden, um bei großen Schwankungen von U_O die Regelung zu sichern.

Von Vorteil ist beim Parallelregler, daß I_a nach Gl. (3.3) Null werden darf. Bei ausgangsseitigem Kurzschluß wird der Regeltransistor nicht zerstört. Dimensioniert man die Regelstrecke für eine größere Belastung, dann darf I_a auch negativ sein, d. h., der Regler kann auf einen Verbraucher mit Gegenspannung (Batterie) arbeiten und diese Spannung auch stabilisieren. Das ist vor allem in Stromversorgungen mit Pufferbatterie von Interesse.

Ein Nachteil besteht in der hohen Verlustleistung der Regelstrecke. Sie ist gleich der maximalen Verbraucherleistung, wenn der Fall $I_a = 0$ berücksichtigt werden muß. Wegen $U_a = U_{CE}$ muß der Regeltransistor eine entsprechende Spannungsfestigkeit aufweisen. Der Wirkungsgrad ist wegen der Verluste in R_i und R_R gering. Parallelregler werden deshalb relativ selten verwendet.

3.2. Regelstrecke

Am Beispiel des meistgebräuchlichen Reihenreglers soll das Verhalten der Regelstrecke untersucht werden. Da im Transistor ein erheblicher Teil der Leistung umgesetzt wird, sind dessen Grenzwerte zu beachten. In Bild 3.3 ist das Ausgangskennlinienfeld eines Regeltransistors angegeben, wobei die zu beachtenden Grenzen durch dicke Linien hervorgehoben sind. Der Arbeitsbereich bei Anwendung als Reihenregler ergibt sich aus Gl. (3.2), wenn die Schwankungen der Eingangsspannung ($U_{O \max}$ bis $U_{O \min}$) und des Laststroms ($I_{a \max}$ bis $I_{a \min}$) bekannt sind, mit

$$\check{U}_{CE} = U_{O \min} - U_a - I_a R_i$$

und

$$\hat{U}_{CE} = U_{O \max} - U_a - I_a R_i$$

in Form des in Bild 3.3 eingezeichneten Parallelogramms. Aus

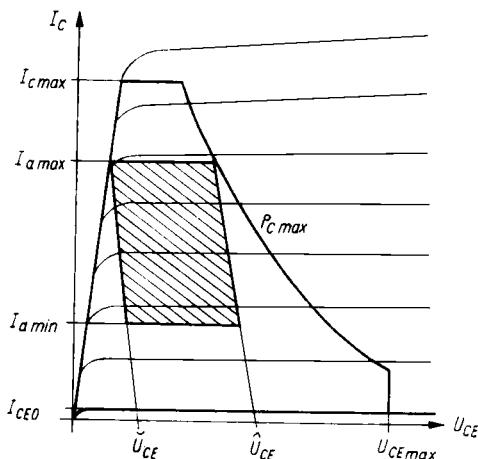


Bild 3.3 Ausgangskennlinienfeld und Arbeitsbereich eines Reihenreglers

Bild 3.3 ist zu ersehen, daß der maximale Ausgangsstrom im wesentlichen vom zulässigen Kollektorstrom des Transistors bestimmt wird. Der Bereich der Eingangsspannungsschwankungen wird von der zulässigen Verlustleistung begrenzt. Diese läßt sich nur durch geeignete Kühlung vergrößern. Aus Bild 3.3 geht auch hervor, daß der Ausgangsstrom nicht kleiner als der Reststrom des Transistors werden darf.

Bei der Auswahl eines Regeltransistors sollte von der Darstellung des Arbeitsbereiches nach Bild 3.3 ausgegangen werden. Wenn der Innenwiderstand R_i der Quelle nicht bekannt ist, so genügt es eventuell, mit $R_i = 0$ zu rechnen. Die Eingangsspannungsschwankungen ergeben sich aus dem Nennwert der Rohspannungserzeugung $U_O \approx U_e$ und den Netzspannungsschwankungen nach Abschnitt 1.1.

Als Beispiel soll ein Regeltransistor für die in Abschnitt 2.2. berechnete Gleichrichterschaltung ausgewählt werden. In Anlehnung an das Beispiel in Abschnitt 2.4. gilt:

$$U_e = 9 \text{ V } (+ 10\%; - 15\%);$$

$$U_a = 6 \text{ V}; I_a = (20 \dots 120) \text{ mA}.$$

Vorerst kann $R_i \approx 0$ angenommen werden; U_O entspricht dann U_e . Man erhält nach Gl. (3.2) die Eckpunkte des Arbeitsbereiches entsprechend Bild 3.3 zu:

$$I_{a \min} = 20 \text{ mA}; I_{a \max} = 120 \text{ mA};$$

$$\check{U}_{CE} = 1,65 \text{ V}; \hat{U}_{CE} = 3,9 \text{ V}.$$

Die größte Verlustleistung ergibt sich zu

$$P_{C \max} = I_{a \max} \hat{U}_{CE} = 0,468 \text{ W}.$$

Gewählt wird der Transistor *SF 126*, der infolge seines Metallgehäuses auch ohne zusätzliche Kühlmaßnahmen laut Datenblatt bei 25°C eine zulässige Gesamtverlustleistung von 600 mW hat.

Sollte der Innenwiderstand der Rohspannungsquelle nicht vernachlässigt werden können, verringert sich nach Gl. (3.2) die maximale Kollektor-Emitter-Spannung U_{CE} und damit die Verlustleistung der Regelstrecke. Damit wird auch die Gefahr der Zerstörung des Transistors geringer. Die Verschiebung des linken oberen Eckpunktes des Parallelogramms in Bild 3.3 ist im Beispiel unkritisch, da U_{CE} noch größer als die Restspannung ist. Für Netzteile mit größerer Ausgangsleistung erhöht sich auch die Verlustleistung im Regeltransistor erheblich. Neben der Erhöhung der zulässigen Kollektorverlustleistung eines Transistors durch Aufstecken eines Kühlkörpers ist deshalb meist der Einsatz von Leistungstransistoren notwendig. Dabei kann der Amateur zum Teil noch auf Germaniumtransistoren der DDR-Produktion (*GD 160 ... 180, GD 240 ... 244*) zurückgreifen. Allgemein werden zur Zeit Siliziumtransistoren von *Tesla* (ČSSR) verwendet.

Als Regeltransistoren sind npn- oder pnp-Typen geeignet. Der Transistor wird meist in die Plus-Leitung des Netzgerätes geschaltet. Wählt man einen npn-Transistor und schaltet ihn in die Minus-Leitung, so liegt bei Erdung von Minus im Verbraucher der Kollektor des Regeltransistors ebenfalls an Erde (Masse). Damit kann die Masse gleichzeitig als Kühlfläche ohne Isolation des Transistors verwendet werden.

Gelegentlich schaltet man auch Transistoren in der Regelstrecke parallel, wenn ein Transistor mit entsprechender Verlustleistung nicht zur Verfügung steht oder teurer als die parallelge-

geschalteten Transistoren ist. Die Kollektor- und Basisanschlüsse können dann unmittelbar untereinander verbunden werden; lediglich in die Emittierleitung jedes Transistors muß in diesem Fall noch ein Widerstand

$$R \approx \frac{(0,3 \dots 0,4) \text{ V}}{I_a} \quad (3.4)$$

eingefügt sein. Dadurch lassen sich Streuungen der Kennlinien in ihrer Wirkung ausgleichen.

3.3. Sollwerterzeugung

Die Genauigkeit und Konstanz der Ausgangsspannung einer Regelschaltung wird in erheblichem Maße von dem Sollwert beeinflusst. Änderungen des Sollwerts gleicht der Regelkreis nicht aus, so daß an die Stabilität der Sollwerterzeugung hohe Anforderungen zu stellen sind.

Die Sollwerterzeugung besteht aus 2 Teilen, der *Referenzspannungserzeugung* und der *Sollwerteinstellung*. Letztere ist eigentlich nur ein Spannungsteiler für die Referenzspannung (oder die Meßspannung). Mit der Sollwerteinstellung kann die Größe der Ausgangsspannung U_a unabhängig von der Referenzspannung U_{Ref} eingestellt werden (siehe auch Bild 3.1).

Einfachste Referenzspannungsquelle ist eine Stabilisierungsschaltung mit Z-Diode nach Bild 2.9. Da der Vorwiderstand R_V an die Ausgangsspannung des Reglers angeschlossen wird und die Belastung der Schaltung als Referenzspannungsquelle konstant ist, erreicht man bereits eine recht stabile Vergleichsspannung.

Ein Nachteil besteht in der Temperaturabhängigkeit der Z-Spannung. Sie wird durch den Temperaturkoeffizienten charakterisiert. Er gibt die Änderung der Z-Spannung ΔU_Z je Grad Temperaturerhöhung $\Delta \theta$ an:

$$TK_Z = \frac{\Delta U_Z}{\Delta \theta}. \quad (3.5)$$

Der Temperaturkoeffizient hängt bei Z-Dioden aber auch von U_Z ab (Bild 3.4). Als Referenzelemente eignen sich daher vor allem Z-Dioden mit $U_Z \approx 6 \text{ V}$ (z. B. SZX 21/6,2).

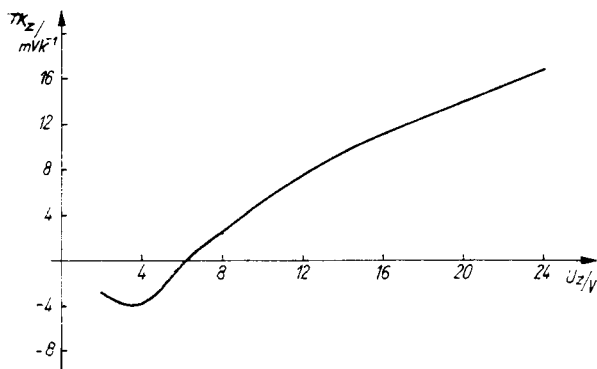


Bild 3.4 Abhängigkeit des Temperaturkoeffizienten von der Z-Spannung nach [8]

Sollen Referenzspannungsquellen mit größerer Referenzspannung aufgebaut werden, so ist eine Temperaturkompensation erforderlich. Dazu kann man in Durchlaßrichtung betriebene Silizium- oder Germaniumdioden verwenden. Für eine Siliziumdiode beträgt der Temperaturkoeffizient $TK_{Si} \approx -2 \text{ mV/K}$. Eine nahezu temperaturstabile Referenzspannung von etwa 7,5 V läßt sich nach Bild 3.5 erzeugen. Die Z-Diode *SZX 21/6,8* hat einen mittleren Temperaturkoeffizienten $TK_Z = +2,4 \text{ mV/K}$; die Siliziumdiode *SAY 12* bei einer Flußspannung von $U_D = 0,7 \text{ V}$ einen Koeffizienten $TK_{Si} = -2 \text{ mV/K}$.

Damit ergibt sich als Referenzspannung:

$$U_{\text{Ref}} = (U_Z + TK_Z \Delta\theta) + (U_D + TK_{Si} \Delta\theta); \quad (3.6)$$

$$U_{\text{Ref}} = 7,5 \text{ V} + 0,4 \text{ mV} \cdot \Delta\theta.$$

Der Vorwiderstand wird wie bei der Z-Dioden-Stabilisierung berechnet (siehe Abschnitt 2.4.).

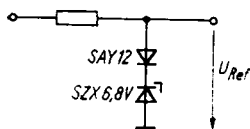


Bild 3.5
Temperaturstabile Referenzspannung

Referenzelemente, die aus einer Kombination von Z-Dioden mit in Durchlaßrichtung betriebenen Dioden bestehen, werden auch als integrierte Elemente angeboten. So beträgt der Temperaturkoeffizient der Referenzelemente *SZY 20* $TK_Z \approx 1 \text{ mV/K}$, der des Typs *SZY 23* dagegen nur $TK_Z \approx 0,1 \text{ mV/K}$. Für die Anwendung speziell in Fernsehgeräten (Stabilisierung der Abstimmungsspannung) ist das Referenzelement *MAA 550* von *Tesla* geeignet, das neben der Temperaturkompensation noch Transistoren zur Entkopplung enthält [9].

3.4. Regeleinrichtung und Schaltbeispiele

Für die Regelung ist der Aufbau der Regeleinrichtung von großer Bedeutung. Die Wirkungsweise der Regeleinrichtung läßt sich am besten im Zusammenhang mit der Regelstrecke verdeutlichen. Nachfolgend wird deshalb immer der gesamte Regler betrachtet. Das gilt insbesondere auch für die Schaltbeispiele. Im einfachsten Fall werden Vergleicher und Verstärker durch einen Transistor realisiert (Bild 3.6). Transistor V1 sei die Regelstrecke. Über R_2 und die Diode V3 wird die Referenzspannung erzeugt und an den Emitter des als Vergleichler arbeitenden Transistor V2 gelegt. Die Meßspannung kann über den Spannungsteiler R_3 , R_4 , R_5 so eingestellt werden, daß die erforderliche Ausgangsspannung U_a entsteht. Für die Basis-Emitter-Spannung des Transistors V2 ergibt sich

$$U_{BE2} = U_M - U_Z. \quad (3.7)$$

Je nach Größe dieser Spannung wird sich der Kollektorstrom von V2, der im wesentlichen gleich dem Basisstrom I_{B1} ist, ein-

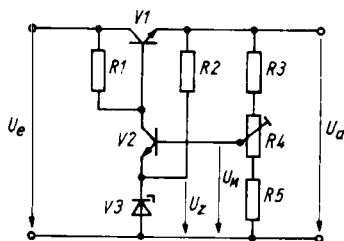


Bild 3.6
Prinzipschaltung eines Reihenreglers

stellen. Bei einer Erhöhung von U_a (bedingt durch Erhöhung von U_e oder Erniedrigung von I_a) steigt auch U_M . Damit wird U_{BE} größer, also auch I_{C2} und I_{B1} . Das verursacht aber eine Erhöhung von U_{CE} und damit nach Gl. (3.1) eine Verringerung von U_a .

Der Transistor V2 übernimmt neben der Funktion des Vergleiches gleichzeitig die Verstärkung der Regelabweichung ΔU (Bild 3.1). Im Interesse einer großen Verstärkung wählt man deshalb den Kollektorwiderstand $R1$ groß. Der Kollektorstrom von V2 wird zur Sicherheit doppelt so groß wie der maximale Basisstrom von V1 bemessen. Da die Referenzspannung möglichst konstant sein muß, wählt man $I_{C2} \leq 0,1 I_Z$. Wirkungsbedingte Schwankungen von I_{C2} haben dann nur wenig Einfluß auf die Z-Spannung.

In der Schaltung nach Bild 3.6 gilt $U_a > U_Z$. Von Nachteil ist, daß sich die Basis-Emitter-Spannung des Transistors V2 durch Temperaturänderung ebenfalls verändert und damit eine Regelabweichung hervorruft, die nicht vom Regler ausgeglichen wird (ähnlich der Temperaturabhängigkeit der Referenzspannung).

In Bild 3.7 ist als Beispiel eine Regelschaltung nach [10] angegeben, die eine Regeleinrichtung der vorstehend beschriebenen Art enthält. Zur Erhöhung der Verstärkung wurde vor dem Regeltransistor SF 126 noch ein Transistor SF 215 in *Darlington*-Schaltung angeordnet. Damit wird der erforderliche Basisstrom erzielt. Die in der Schaltung enthaltenen Kondensatoren dienen der Siebung und der Verbesserung des dynamischen Verhaltens der Regeleinrichtung.

Bei hohen Anforderungen an die Temperaturstabilität ist die Verwendung eines Differenzverstärkers im Vergleich zu emp-

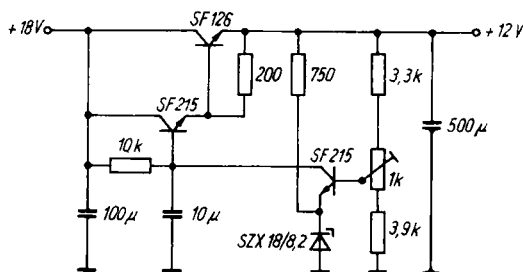


Bild 3.7 Beispiel eines Reihenreglers nach [10]

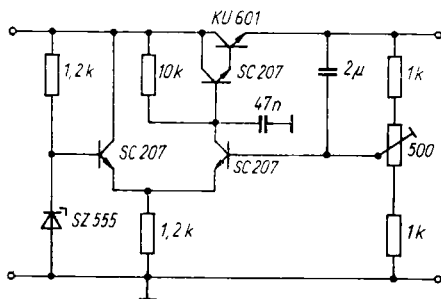


Bild 3.8 Reihenregler mit Differenzverstärker

fehlen. In Bild 3.8 ist als Beispiel der Stromlaufplan einer Schaltung mit diskreten Bauelementen nach [11] dargestellt. Beim Differenzverstärker heben sich im Idealfall die Temperaturabhängigkeiten der Basis-Emitter-Spannungen beider Transistoren auf (Voraussetzung: gleiche Transistoren und gleiche Temperatur beider Transistoren). Da gleichzeitig wieder eine Verstärkung möglich ist, bleibt der Mehraufwand in erträglichen Grenzen. Ein Vorteil besteht auch darin, daß nach Bild 3.8 aus der Referenzspannungsquelle nur noch der Basisstrom entnommen wird, der wesentlich kleiner als der Emittterstrom in der Schaltung nach Bild 3.6 und 3.7 ist.

Die Stabilität der Referenzspannung und damit der Ausgangsgröße kann gegenüber [11] noch verbessert werden, wenn in der Schaltung nach Bild 3.8 der Vorwiderstand der Z-Diode (1,2 k Ω) an den Ausgang des Reglers angeschlossen wird.

Da beim Differenzverstärker die Regelung eine Differenz der Basis-Emitter-Spannungen von nahe Null ergibt, gilt bei der Schaltung gemäß Bild 3.8 $U_Z = U_M$. Bei Einsatz eines Differenzverstärkers läßt sich die Sollwerteneinstellung auch an den Referenzweig anschließen und damit $U_a < U_Z$ einstellen. Es wird lediglich an die Basis des einen Transistors U_a angeschlossen und über einen Spannungsteiler aus U_Z die Sollwertspannung

$$U_{\text{Soll}} = U_a$$

gewonnen.

Statt eines aus diskreten Transistoren aufgebauten Differenzverstärkers ist auch der Einsatz von integrierten Schaltkreisen

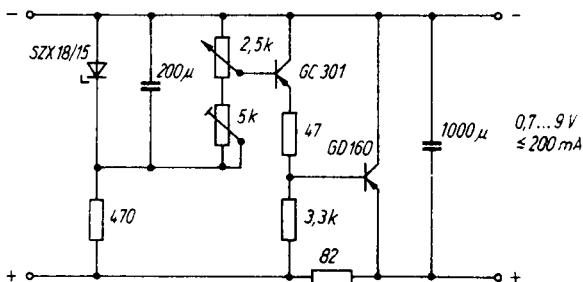


Bild 3.9 Parallelregler nach [13]

möglich. In IS können insbesondere die Voraussetzungen für eine geringe Temperaturabhängigkeit (möglichst gleiche Transistoren und gleiche Temperatur) besser verwirklicht werden als bei diskretem Aufbau. Beispiele dafür sind in [9] (Regelschaltung mit dem Differenzverstärker *MBA 145* von *Tesla*) und [12] (Regelschaltung mit dem Operationsverstärker *A 109*) zu finden. Als Beispiel eines Parallelreglers soll eine Experimentierstromversorgung nach [13] betrachtet werden. In Bild 3.9 ist der Stromlaufplan des Reglers dargestellt. Der Leistungstransistor *GD 160* wird von einem Vorverstärker (*GC 301*) in *Darlington*-Schaltung angesteuert. Der Sollwert kann mit Hilfe des Spannungsteilers $2,5\text{ k}\Omega/5\text{ k}\Omega$ eingestellt werden. Der Widerstand $82\text{ }\Omega$ bildet den Vorwiderstand zur Erhöhung des Innenwiderstandes der Gleichspannungsquelle (siehe Abschnitt 3.1.). Die Kondensatoren verbessern das dynamische Verhalten der Schaltung. Da beim Parallelregler ein ausgangsseitiger Kurzschluß nicht zur Überlastung des Reglers führt, ist diese Schaltung vor allem für Experimentierstromversorgungen gut geeignet.

Für den Aufbau der Regeleinrichtung mit diskreten Bauelementen gibt es eine Fülle von Schaltungslösungen, die diesen oder jenen Vorteil bieten. Der interessierte Amateur kann dazu in [9] entsprechende Hinweise finden. Dort ist auch die Schaltung eines anspruchsvollen Netzteils mit linearem Regler dargestellt und dessen Dimensionierung für verschiedene Ausgangswerte angegeben. Auch in der Zeitschrift *FUNKAMATEUR* findet der Leser entsprechende Beispiele, so daß hier auf weitere Details verzichtet werden kann.

3.5. Integrierte Regelschaltungen

Eine optimale Schaltungskonfiguration für lineare Regelschaltungen zur Stromversorgung erfordert nach den bisherigen Darlegungen eine umfangreiche Schaltung. Deshalb ist die Herstellung als IS sinnvoll und bei universeller Verwendbarkeit auch ein großer Bedarf gesichert. Mit dem internationalen Typ 723 steht ein Schaltkreis dafür zur Verfügung. Für DDR-Amateure ist er in der Ausführung im TO-100-Gehäuse von *Tesla* als *MAA 723* [9] bzw. im DIL-14-Gehäuse aus der SFRJ als *IL 72723* [8] verfügbar.

Auf die Darstellung der Schaltung sei an dieser Stelle verzichtet. Der interessierte Amateur findet sie beispielsweise in [9]. Bild 3.10 gibt den Übersichtsschaltplan wieder. Die Referenzspannung wird aus einer mit konstantem Strom betriebenen Z-Diode gewonnen und über einen temperaturkompensierten Verstärker bereitgestellt ($U_{\text{Ref}} \approx 7 \text{ V}$). Da die Betriebsspannung des IS $U_{\text{OC}} = (9,5 \dots 40) \text{ V}$ betragen kann, erfordert die Referenzspannungserzeugung im Schaltkreis einen erheblichen Aufwand. Als Vergleich und Regelverstärker dient ein Differenzverstärker, die Regelstrecke besteht aus einer *Darlington*-Schaltung der Transistoren V14 und V15. Transistor V16 ist zur Steuerung bei Überlastung vorgesehen (siehe Abschnitt 3.6.). In Tabelle 3.1. sind die wichtigsten Daten des *MAA 723* zusammengestellt. Für die Anwendung des Schaltkreises durch den Amateur ist wichtig, daß die geringe Verlustleistung und der kleine maximale Ausgangsstrom meist die Anwendung eines zusätzlichen Lei-

Tabelle 3.1. Ausgewählte technische Daten des *MAA 723*

Eingangsspannung	U_e	9,5 ... 40 V
Betriebsspannung	U_{OC}	9,5 ... 40 V
Ausgangsspannung	U_a	2 ... 37 V
Spannungsdifferenz	$U_e - U_a$	3 ... 38 V
Ausgangsstrom	I_a	$\leq 150 \text{ mA}$
Referenzstrom	I_{Ref}	$\leq 15 \text{ mA}$
Referenzspannung	U_{Ref}	6,95 ... 7,35 V
Temperaturkoeffizient von U_a	TK_a	$\leq 0,015\%/K$
Verlustleistung	P_{tot}	$\leq 800 \text{ mW}$

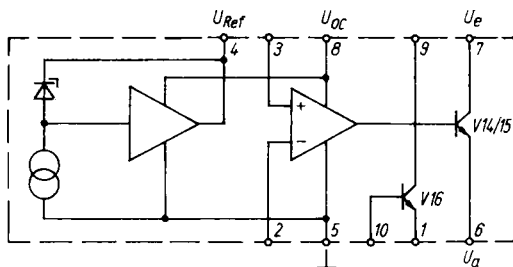


Bild 3.10 Übersichtsschaltplan des MAA 723 (Nummern der Anschlüsse beziehen sich auf das TO-100-Gehäuse)

stungstransistors erfordern. Bis zu Lastströmen von 100 mA kann aber auf diesen in jedem Fall verzichtet werden, wenn die Bedingung

$$P_{\text{tot}} \geq P_V = (U_{e \text{ max}} - U_{a \text{ min}}) I_{a \text{ max}} \quad (3.8)$$

eingehalten wird. Die Schaltungen sind dann besonders einfach (Bild 3.11). Für Ausgangsspannungen bis $+7 \text{ V}$ wird die Referenzspannung über einen Spannungsteiler an den Plus-Eingang des Differenzverstärkers gelegt (Bild 3.11a). Mit R_3 erfolgt eine zusätzliche Temperaturkompensation, auf die man bei geringen Ansprüchen verzichten kann ($R_3 = 0$). R_0 dient der Strombegrenzung (siehe Abschnitt 3.6.). Für Ausgangsspannungen größer $+7 \text{ V}$ wird der Spannungsteiler an die Ausgangsspannung gelegt

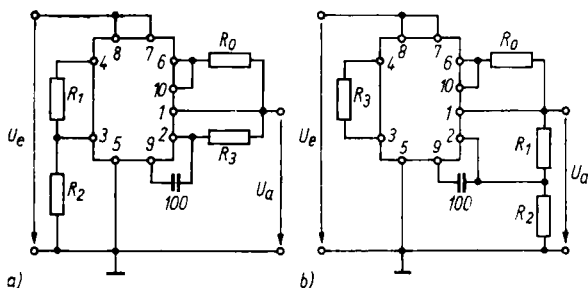


Bild 3.11 Grundsaltungen des MAA 723; a — $U_a = (2 \dots 7) \text{ V}$,
b — $U_a = (7 \dots 33) \text{ V}$

(Bild 3.11b). Für die Dimensionierung gelten folgende Beziehungen:

$$U_a = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_{\text{Ref}} \text{ (Schaltung Bild 3.11a);} \quad (3.9)$$

$$U_a = \frac{R_1 + R_2}{R_2} U_{\text{Ref}} \text{ (Schaltung Bild 3.11b);} \quad (3.10)$$

$$R_3 = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}; \quad (3.11)$$

$$R_O = \frac{0,7 \text{ V}}{I_{a \text{ max}}}. \quad (3.12)$$

In Tabelle 3.2. sind einige Werte für die Widerstände nach Herstellerangaben aufgelistet, die als Richtwerte für den Amateur gelten sollten. Auch der Einsatz von Potentiometern zur genauen Einstellung der Ausgangsspannung ist denkbar [14].

In den Schaltungen nach Bild 3.11 muß man einen Kondensator von 100 pF zur Frequenzgangkompensation zwischen Anschluß 2 und 9 vorsehen.

Den Stromlaufplan einer Schaltung für größere Ströme zeigt Bild 3.12 [14]. Der extern anzuschließende Leistungstransistor *KD 607* wird an den Ausgang des Schaltkreises (Anschluß 6) in *Darlington*-Schaltung angeschlossen.

Es können auch negative Spannungen stabilisiert werden. Dabei wird zur Stromversorgung des Schaltkreises der Anschluß für + U_{OC} an Masse und die negative Betriebsspannung von - U_a an den Masseanschluß (Punkt 5) gelegt. Über eine Z-Diode ist der äußere Transistor angeschlossen (Bild 3.13). Der IS *IL 72 723* enthält diese Z-Diode bereits. Für Ausgangsspannungen

Tabelle 3.2. Dimensionierung der Widerstände in Bild 3.11

U_a in V	R_1 in k Ω	R_2 in k Ω	R_3 in k Ω	Schaltung
3	4,1	3	1,7	a
5	2,2	5	1,4	a
6	1,1	6	0,93	a
9	1,9	7,2	1,5	b
15	7,9	7,2	3,8	b
28	21	7,2	5,4	b

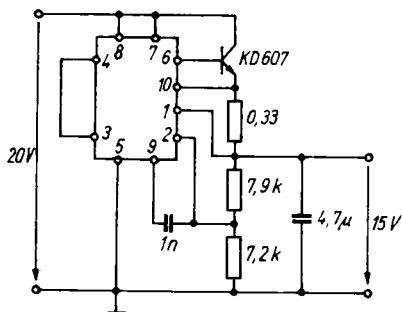


Bild 3.12
 MAA 723 mit Lei-
 stungstransistor für
 größeren Ausgangs-
 strom

kleiner als $-9,5\text{ V}$ muß man eine geeignete Stromversorgung des Schaltkreises gewährleisten [8].

Als letztes Beispiel für den Einsatz des IS MAA 723 in linearen Regelschaltungen soll eine Stromversorgung für Operationsverstärkerschaltungen vorgestellt werden. Zur Versorgung von Operationsverstärkern (OV) sind 2 Gleichspannungen mit entgegengesetzter Polarität und gleichem Betrag erforderlich (z. B. A 109). Es werden deshalb meist 2 Regelschaltungen verwendet [15]. Bei hohen Forderungen an die Nullpunktstabilität der Ausgangsspannung des OV (Driftarmut) sollen eventuell noch auftretende Schwankungen der Betriebsspannungen gleichsinnig sein. Im einfachsten Fall läßt sich das durch einen Spannungsteiler zwischen $+U_0$ und $-U_0$ erreichen, mit dem der Nullpunkt der Stromversorgung eingestellt wird. Schaltungen zur Strom-

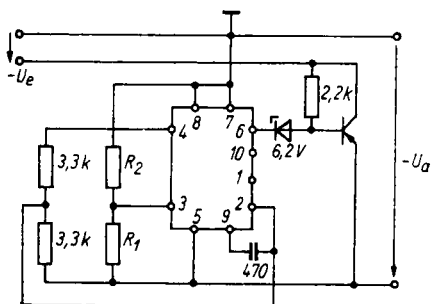


Bild 3.13 MAA 723 zur Stabilisierung einer negativen Spannung

versorgung von OV mit diskreten Bauelementen sind sehr aufwendig [15].

Mit einem *MAA 723* und einem *A 109* läßt sich nach [12] eine einfache Schaltung aufbauen (Bild 3.14), mit der bis zu 5 OV versorgt werden können. Die unregulierte Eingangsspannung U_e wird im Spannungsregler *MAA 723* auf $+30\text{ V}$ geregelt. Diese Spannung dient der Stromversorgung des *A 109* (Bild 3.14). Der OV arbeitet als elektronischer Spannungsteiler. Dabei wird über den Spannungsteiler $22\text{ k}\Omega$ und $22\text{ k}\Omega$ die halbe Spannung dem als Spannungsfolger geschalteten OV zugeführt. Die Ausgangsspannung ist beim Spannungsfolger gleich der Eingangsspannung, der Ausgang liegt deshalb an Masse. Bei hinreichender Genauigkeit des Spannungsteilers (deshalb möglichst 1% genaue Widerstände verwenden) wird die Mittenspannung jeweils am Ausgang des OV festgehalten. Die Diode *SAY 11* dient der Schutzbeschaltung des Operationsverstärkers.

Neben dem universellen Schaltkreis 723 für lineare Stromversorgungsregelschaltungen wurden auch IS für größere Leistungen als Festspannungsregler entwickelt. Dem Amateur sind am ehesten die Typen *MA 7805* bis *MA 7824* von *Tesla* zugänglich, so daß sich weitere Ausführungen nur auf diese Typen beziehen. Festspannungsregler enthalten neben der Referenzspannungserzeugung und der Gleichrichtung bereits die Sollwerteneinstellung sowie einen Leistungstransistor als Regelstrecke. In Bild 3.15 ist der Übersichtsschaltplan nach [8] dargestellt. Die Sollwerteneinstellung über *R20* wird vom Hersteller bereits in der Fertigung übernommen. Der Transistor V17 ist die Regelstrecke. Außerdem enthält der Schaltkreis eine Schaltung zum Schutz gegen Durchbruch

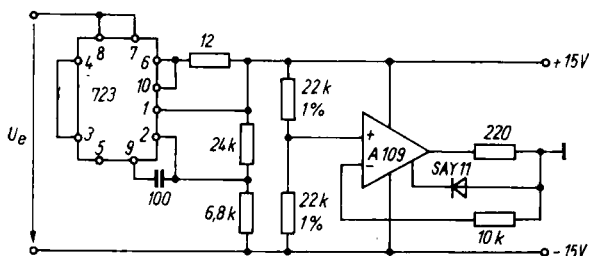


Bild 3.14 Stromversorgung für Operationsverstärker

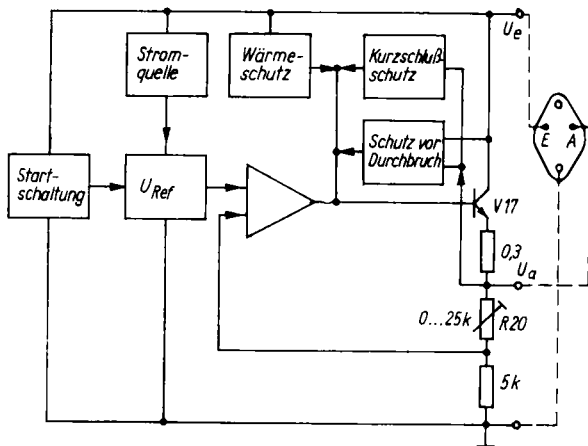


Bild 3.15 Übersichtsschaltplan der Festspannungsregler von TESLA

bei zu hohem Spannungsabfall über V17, eine Kurzschlußstrombegrenzung und einen Wärmeschutz.

Insbesondere die Wärmeschutzschaltung ist bei der Anwendung zu beachten. Sorgt man nicht für ausreichende Kühlung, dann begrenzt die Wärmeschutzschaltung die entnehmbare Leistung. Für die Berechnung der Leistungsbilanz gelten:

$$\vartheta_j = (0 \dots 125) \text{ } ^\circ\text{C};$$

$$R_{thjc} = 4 \text{ K/W};$$

$$R_{thja} = 35 \text{ K/W}.$$

Da der Schaltkreis in einem TO-3-Gehäuse untergebracht ist und eine Verbindung zwischen Masseanschluß und Gehäuse besteht, wird die Kühlung durch zusätzliche Kühlflächen einfach. In Tabelle 3.3. sind die wichtigsten technischen Daten der Festspannungsregler von Tesla zusammengestellt. Die minimale Spannungs Differenz soll $U_e - U_a = 2 \text{ V}$ sein. Bei der Anwendung ist eine Leistungsbilanz, ähnlich wie in Abschnitt 3.2. dargestellt, durchzuführen. Die mögliche Verlustleistung ergibt sich aus der vorgesehenen Kühlung. U_e sollte im Interesse des Wirkungsgrades nicht zu groß gewählt werden.

Tabelle 3.3. Technische Daten der Festspannungsregler von *TESLA*

		<i>MA 7805</i>	<i>MA 7812</i>	<i>MA 7815</i>	<i>MA 7824</i>
Ausgangsspannung	U_a in V	4,8...5,2	11,5...12,5	14,4...15,6	23...24
max. Eingangsspannung	$U_{e\max}$ in V	35	35	35	40
Ausgangswiderstand	r_i in $m\Omega$	17	18	19	28
Ausgangsspitzenstrom	$I_{a\max}$ in A	2,2	2,2	2,1	2,1
Ausgangskurzschlußstrom	I_K in A	0,75	0,35	0,23	0,15
Temperaturkoeffizient von U_a	TK_a in $mV \cdot K^{-1}$	-1,1	-1,0	-1,0	-1,5

Schaltungen mit Festspannungsreglern sind besonders einfach (Bild 3.16). Vom Ladekondensator der Rohspannungsquelle kann direkt auf den Eingang des Reglers geschaltet werden. Wenn der Regler nicht unmittelbar räumlich am Ladekondensator angeordnet wird, ist der Eingangskondensator $C_1 = (0,1 \dots 2) \mu F$ direkt am IS vorzusehen, um Schwingungen zu verhindern. Der Kondensator C_2 am Ausgang verbessert die Stabilität bei Ausgangslastschwankungen, darf aber nicht größer als 1 bis $2 \mu F$ gewählt werden, da sonst die Zerstörung des Reglers möglich ist. Bei induktiver Belastung des Reglers kann man außerdem parallel zu C_2 noch eine Z-Diode schalten, die den Regler vor Überspannungen schützt (siehe Abschnitt 3.6.).

Die Anwendung der Festspannungsregler bleibt nicht auf die durch Tabelle 3.3. gegebenen Ausgangsdaten beschränkt. Eine negative Ausgangsspannung erhält man, wenn in der Schaltung nach Bild 3.16 nicht Punkt M an Masse liegt, sondern Punkt A. Zwischen M und A kann die negative Spannung abgegriffen werden. Zu beachten ist, daß bei der Schaltung zur Rohspannungs-

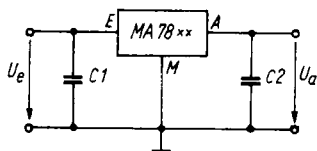


Bild 3.16
Grundsaltung eines Festspannungsreglers

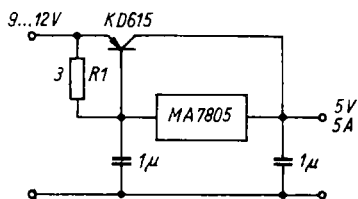


Bild 3.17
Festspannungsregler mit zu-
sätzlichem Leistungstran-
sistor

erzeugung keine Verbindung nach Masse bestehen darf. Der Ausgangsstrom läßt sich durch Beschalten mit einem Leistungs-transistor erhöhen (Bild 3.17). Dabei übernimmt der Transistor den zusätzlichen Strom erst, wenn der Strom durch den Regler am äußeren Widerstand $R1$ die erforderliche Basis-Emitter-Spannung hervorruft. Es sind auch Schaltungen für veränderliche Ausgangsspannungen möglich [8].

3.6. Schutzschaltungen

Bereits bei den Festspannungsreglern wurden erste Hinweise auf Schutzmaßnahmen für den Regler gegeben. Neben dem Schutz des Reglers ist gegebenenfalls auch die nachfolgende Verbrauchserschaltung zu schützen.

Der Schutz der Regelstrecke vor thermischer Überlastung ist am wichtigsten. Nach Abschnitt 3.2. wird der Regeltransistor oft bis zur Verlustleistungsgrenze betrieben, so daß ein ausgangs-seitiger Kurzschluß unweigerlich zur Zerstörung führt. Die ge-ringe thermische Zeitkonstante von Transistoren (5 bis 50 ms) erlaubt keinen Einsatz von Feinsicherungen, da diese viel zu träge sind.

Eine Schaltung zur Strombegrenzung bei Kurzschluß zeigt Bild 3.18a. Überschreitet der Spannungsabfall über R die Fluß-spannung der Diode $V1$, so wird die Basis-Emitter-Strecke des Regeltransistors $V2$ überbrückt und der Ausgangsstrom begrenzt (Bild 3.18b). Diese Schaltung wird kaum verwendet, da man die gleiche Wirkung exakter mit einem zusätzlichen Transistor erzielt, wenn über R dessen Basis-Emitter-Strecke liegt und sein Kollektor an der Basis des Regeltransistors angeschlossen ist. In dem integrierten Schaltkreis *MAA 723* kann dazu der Transistor $V16$ verwendet werden. Die Schaltungen nach Bild 3.11 ent-

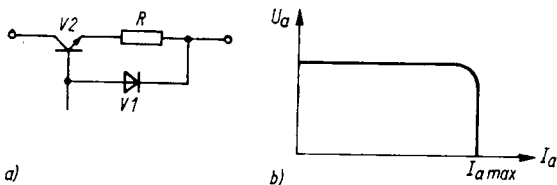


Bild 3.18 Kurzschlußstrombegrenzung; a — Stromlaufplan, b — Ausgangskennlinie

halten bereits eine entsprechende Strombegrenzung. Der Widerstand ist nach Gl. (3.12) zu bemessen.

Nachteilig an der Strombegrenzung nach Bild 3.18 ist, daß trotz konstanten Ausgangsstroms bei Kurzschluß die gesamte Eingangsspannung über dem Regeltransistor liegt, die Verlustleistung also gemäß Bild 3.3 größer als bei Normalbetrieb wird. Soll eine Zerstörung verhindert werden, muß der Regeltransistor für diese hohe Belastung geeignet sein, weil

$$U_{CE} = U_{O \max} - I_{a \max} R_i$$

gilt. Man kann eine so hohe Belastung bei Kurzschluß vermeiden, wenn eine rückläufige Strombegrenzung (fold-back-Kennlinie) verwendet wird. In Bild 3.19a ist der Stromlaufplan der entsprechenden Schaltung, in Bild 3.19b die Ausgangskennlinie dargestellt. Das Basispotential des Strombegrenzungstransistors V1 wird nicht direkt vom Emitter des Regeltransistors V2 ab-

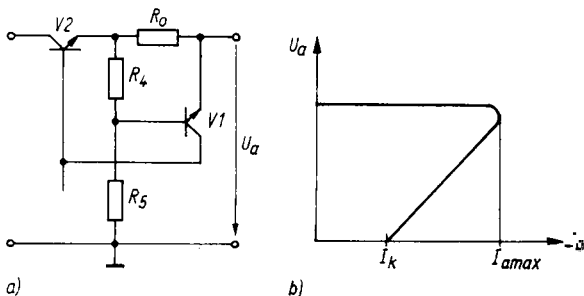


Bild 3.19 Kurzschlußschutz mit rückläufiger Strombegrenzung; a — Stromlaufplan, b — Ausgangskennlinie

genommen, sondern über den Spannungsteiler R_4 , R_5 . Bei Kurzschluß am Ausgang wird nun die Steuerspannung von V1 nicht nur durch den Spannungsabfall über R_0 bestimmt. Über den Spannungsteiler an der Basis steuert V1 stärker auf als in einer entsprechenden Transistorschaltung nach Bild 3.18. Dadurch nimmt der Basisstrom von V2 so stark ab, daß der Ausgangsstrom auf den Wert I_K absinkt.

Bei der Bemessung der Schaltung wird davon ausgegangen, daß die Verlustleistung in V2 bei $I_{a\max}$ im Normalbetrieb gleich der bei Kurzschluß mit I_K als Kurzschlußstrom ist. Für R_0 gilt wieder Gl. (3.12). Der Kurzschlußstrom ist durch

$$I_K = \frac{0,7 \text{ V}}{R_0} \frac{R_4 + R_5}{R_5} \quad (3.13)$$

gegeben. Gl. (3.13) legt lediglich das Spannungsteilerverhältnis fest. Der Wert für $R_4 + R_5$ ist unkritisch; allerdings muß der Basisstrom des Transistors V1 vernachlässigbar klein gegenüber dem Querstrom im Spannungsteiler sein.

Ein Beispiel für die Dimensionierung einer rückläufigen Strombegrenzung ist in [14] zu finden.

Die vorstehend beschriebenen Schutzschaltungen setzen bei Beseitigung des Kurzschlusses die Regelschaltung wieder in Betrieb. Das ist aber nicht in jedem Fall erwünscht. Gelegentlich wird die Anzeige des Kurzschlusses und das Wiedereinschalten durch eine Starttaste gefordert (Experimentierstromversorgung). Ein Beispiel für eine solche Schaltung wird in [8] angegeben. Zum Schutz der an den Regler angeschlossenen Verbraucher kann ein Überspannungsschutz vorgesehen werden. Der Amateur dazu eine Leistungs-Z-Diode (z. B. *SZ 600*) parallel zum Ausgang schalten. Die Z-Spannung muß etwas größer als die Ausgangsspannung sein, damit die Diode auch nur bei Überspannung anspricht.

Industriell werden zum Überspannungsschutz Spezialdioden (Suppressor-Dioden), Metall-Oxid-Varistoren und spezielle Schaltungen mit schnellen Thyristoren verwendet.

4. Transverter

Die bisher betrachteten Stromversorgungseinrichtungen dienen der Erzeugung einer Gleichspannung aus der Netzwechselspannung. Bei der Stromversorgung aus Batterien wird neben der jeweiligen Nennspannung eine weitere Spannung anderer Größe oder Polarität benötigt. Auch bei Netzstromversorgung ist die Erzeugung einer zweiten Gleichspannung direkt aus der Nenngleichspannung gelegentlich sinnvoll. Da Amateure solche zusätzlichen Spannungsquellen beispielsweise bei der Erweiterung eines vorhandenen Gerätes verwenden können, sollen nachfolgend Gleichspannungswandler (Transverter) näher betrachtet werden.

4.1. Grundsaltung und Wirkungsweise

Ein Gleichspannungswandler besteht nach Bild 4.1 aus einem Wechselrichter, der die Eingangsgleichspannung in eine Impulsspannung umformt, dem Transformator zur Spannungstransformation und einer ausgangsseitigen Gleichrichterschaltung. Die Umformung der Eingangsgleichspannung in eine Wechselspannung ist für die Anwendung eines Transformators zur Spannungstransformation unbedingt notwendig.

Bis vor wenigen Jahrzehnten wurden als Wechselrichter ausschließlich mechanische Zerhacker (Relais) verwendet. Die Grundanordnung eines solchen Zerhackers besteht in einem Stromkreis mit der Reihenschaltung von Gleichspannungsquelle, Wicklung des Relais und eines Ruhekontaktes des Relais sowie einem zweiten Stromkreis mit Gleichspannungsquelle, Arbeitskontakt des Relais und des Transformators. Wird der erste Stromkreis z. B.

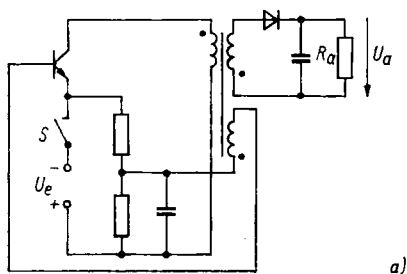


Bild 4.1 Prinzipschaltbild eines Transverters

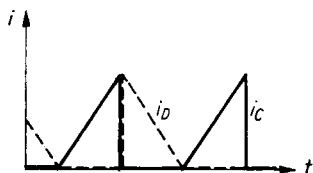
durch Einschalten der Gleichspannungsquelle geschlossen, so fließt Strom durch das Relais. Der Arbeitskontakt im zweiten Stromkreis schließt, und durch den Transformator fließt Strom von der Quelle. Gleichzeitig unterbricht aber der Ruhekontakt den Stromfluß im ersten Stromkreis, so daß das Relais wieder abfällt. Der Stromfluß durch den Transformator wird bei Abfall des Relais unterbrochen, durch das Relais kann wieder Strom fließen, so daß sich der Vorgang wiederholt. Es handelt sich also um eine selbstschwingende Anordnung.

Relaiszerhacker werden wegen ihres hohen Verschleißes und der geringen Arbeitsgeschwindigkeit in der Elektronik nicht mehr verwendet.

Den Stromlaufplan eines transistorisierten Transverters zeigt Bild 4.2a. Als Zerhacker arbeitet der Transistor. Nach Einschalten der eingangsseitigen Gleichspannungsquelle U_e mit dem Schalter S fließt im Primärkreis des Transformators ein mit der Zeit ansteigender Strom i_c (Bild 4.2b). Solange der Transformator nicht in die magnetische Sättigung kommt, wächst die im Transformator gespeicherte Energie. Über die Wicklung im Basiskreis des Transistors wird eine negative Basis-Emitter-Spannung induziert, die ebenfalls ansteigt. Nach einer entsprechenden Zeit wird über diesen Teil der Schaltung der Transistor



a)



b)

Bild 4.2
Selbstschwingender
Transistor-Transver-
ter; a — Stromlauf-
plan, b — Zeitver-
läufe von Primär- und
Sekundärstrom

gesperrt. Die im Transformator gespeicherte Energie erzeugt nun in der Sekundärwicklung des Transformators und durch den Gleichrichter einen Strom i_D , der Verbraucher und Ladekondensator speist.

In der Schaltung nach Bild 4.2b wurden Kollektor- und Diodenstrom gleich groß angenommen. Das gilt etwa bei einem Übersetzungsverhältnis von 1:1. Mit dem Transformator kann aber die Ausgangsspannung in weiten Grenzen variiert werden. Die Frequenz des Zehrhackers legt man in den Bereich einiger zehn Kilohertz. Das erfordert für den Transformator kern hochwertigere Ferritmaterialien. Die Größe der Übertrager ist dabei allerdings im Vergleich zu entsprechenden Netztransformatoren klein.

4.2. Schaltungsvarianten

Die in Bild 4.2a vorgestellte Transverterschaltung bezeichnet man als *Sperrwandler*, weil die Sekundärleistung vom Transformator in der Sperrphase des Transistors an die nachfolgende Schaltung abgegeben wird. Es handelt sich um eine selbstschwingende Schaltung, denn infolge Rückkopplung steuert sich der Transistor selbst an.

Bei Fremdsteuerung des Transistors (z. B. durch eine Multivibratorschaltung) kann auf die Rückkopplung verzichtet werden. Die Sperrwandlerschaltungen nach Bild 4.3 entsprechen deshalb möglichen Varianten der Grundschialtung. Nach Bild 4.3b kann der Transformator entfallen, wenn als Speicher eine Drossel verwendet wird. Die Ausgangsspannung hat dann allerdings entgegengesetzte Polarität zur Eingangsspannung. Für den Sperrwandler mit Übertrager gelten

$$U_a = \frac{V_T}{1 - V_T} \frac{U_e}{\ddot{u}}; \quad (4.1)$$

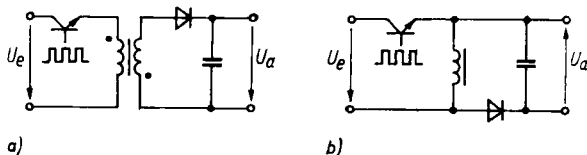


Bild 4.3 Sperrwandlerschaltungen; a — mit Trafo, b — mit Drossel

$$U_{CE \max} = \frac{1}{1 - V_T} U_e. \quad (4.2)$$

Dabei gibt das Tastverhältnis V_T das Verhältnis von Stromflußzeit durch den Transistor zur Periodendauer der Impulse an. Nach Gl. (4.1) hängt die Ausgangsspannung nicht nur vom Übersetzungsverhältnis $\ddot{u}$ ab. In der Schaltung gemäß Bild 4.3b ist $\ddot{u} = 1$, so daß U_a nur über V_T variiert werden kann. Da aber die Kollektor-Emitter-Spannung nach Gl. (4.2) bei großem Tastverhältnis ein Mehrfaches von U_e beträgt, wählt man in der Praxis $V_{T \max} = 0,5$. Damit ergibt sich $U_{CE \max} = 2 U_e$; infolge der Streuinduktivität zu Beginn der Sperrphase wird $U_{CE \max}$ sogar noch größer. Mit der Schaltung nach Bild 4.3b ist es deshalb nicht sinnvoll, Ausgangsspannungen größer als U_e zu erzeugen.

Ein *Durchflußwandler* entsteht, wenn in der Schaltung entsprechend Bild 4.2a die Diode umgepolt wird. Bild 4.4 zeigt dazu Prinzipschaltungen bei Fremdsteuerung ohne Transformator. Beim Durchflußwandler fließt der Strom bei eingeschaltetem Transistor gleichzeitig durch die Drossel (Bild 4.4) oder den Transformator (Bild 4.2a) und in den Kondensator sowie den angeschlossenen Verbraucher. In der Schaltung nach Bild 4.4a wird die in der Drossel gespeicherte Energie in der Sperrphase des Transistors über die Diode an die angeschlossene Schaltung abgeführt. Für die Ausgangsspannung gilt

$$U_a = V_T U_e; \quad (4.3)$$

die Ausgangsspannung ist also immer kleiner als U_e . Die Schaltung wird deshalb auch als *Tiefsetzsteller* bezeichnet. Für die Kollektor-Emitter-Spannung erhält man

$$U_{CE \max} = U_e. \quad (4.4)$$

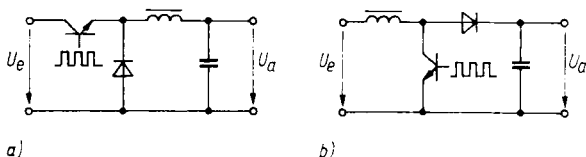


Bild 4.4 Durchflußwandlerschaltungen; a — Tiefsetzsteller,
b — Hochsetzsteller

Die Schaltung nach Bild 4.4b dagegen erlaubt, Ausgangsspannungen größer als U_e zu erzeugen (*Hochsetzsteller*). Bei Stromfluß durch den Transistor wird in der Drossel Energie gespeichert. Schaltet der Transistor ab, dann liegt U_e in Reihe mit der Spannung über der Drossel, so daß die als Spitzengleichrichter wirkende Diode am Kondensator und Verbraucher eine entsprechende Ausgangsspannung erzeugt. Es gilt

$$U_a = \frac{1}{1 - V_T} U_e; \quad (4.5)$$

$$U_{CE \text{ max}} = \frac{1}{1 - V_T} U_e. \quad (4.6)$$

Auch beim fremdgesteuerten Durchflußwandler ist der Einsatz eines Transformators möglich. Die Schaltung entsteht ähnlich, wie beim Sperrwandler dargestellt (siehe Bild 4.2a und Bild 4.3a). Allerdings ist die Diode umzupolen (bzw. sind die Wicklungsanschlüsse der Sekundärwicklung zu vertauschen). Problematisch ist die Magnetisierung des Transformators in der Leitphase, da bei gesperrtem Transistor auch die Diode auf der Sekundärseite sperrt. Im Transformator ist deshalb eine weitere Wicklung vorzusehen. Von dieser Wicklung wird über eine Diode in der Sperrphase des Transistors die Magnetisierungsenergie in die Spannungsquelle zurückgegeben. Damit die Kollektor-Emitter-Sperrspannung auf etwa die doppelte Eingangsspannung begrenzt wird, soll die Windungszahl dieser Wicklung gleich der der Primärwicklung sein.

Weitere Hinweise zu den theoretischen Grundlagen verschiedener Schaltungsvarianten können in [16] nachgelesen werden. Für die Dimensionierung selbstschwingender Schaltungen sei auf [2] verwiesen. Amateure verwenden allerdings selbstschwingende Transverterschaltungen ähnlich Bild 4.2a kaum. Das liegt einerseits an der komplizierten Berechnung, andererseits am nicht immer sicheren Anschwingen des Transverters. Letzteres läßt sich leicht daraus erklären, daß die Belastung am Ausgang sehr unterschiedlich sein kann und eine allen Bedingungen gerecht werdende Rückkopplung problematisch ist.

Die beschriebenen 2 Grundtypen von Gleichspannungswandlern werden vielfältig modifiziert. Arbeitet beispielsweise der Transverter nach Bild 4.2a auf eine Zweiweggleichrichterschaltung, so

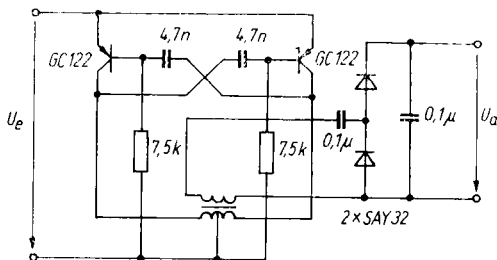


Bild 4.5 Gegentaktwandler nach [17]

erhält man einen *Summierwandler*. Sowohl Stromflußzeit als auch stromlose Zeit der Primärseite werden zur Energieabgabe sekundär genutzt.

Zur Erhöhung der übertragbaren Leistung eignen sich *Gegentaktwandler*. Die beiden Transistoren sind abwechselnd leitend und arbeiten auf einen gemeinsamen Transformator. Als Beispiel sei die Stromversorgung eines Operationsverstärkers aus einem 9-V-Akkumulator nach [17] vorgestellt (Bild 4.5). Ein astabiler Multivibrator mit induktiver Auskopplung erzeugt aus der Akkumulatorspannung eine Rechteckspannung, die in einem Schalenkerntransformator herauftransformiert wird. Die angeschlossene Verdopplerschaltung belastet den Transverter gleichmäßig und erhöht die verfügbare Ausgangsspannung weiter. Auf die Darstellung der angeschlossenen Stabilisierungsschaltung nach [17] wurde in der Schaltung nach Bild 4.5 verzichtet.

4.3. Eisenlose Gleichspannungswandler

Für den Amateur ist die Dimensionierung des Transformators bzw. der Drossel eines Gleichspannungswandlers immer etwas problematisch, weil man neben dem linearen Übertragungsverhalten des Ferritkernübertragers auch dessen Verhalten bei Sättigung zu beachten hat. Auch in der kommerziellen Technik werden spulenfreie Lösungen angestrebt, da sie sich als integrierte Schaltungen herstellen lassen. Bei Spannungswandlern mit nicht zu großem Unterschied zwischen U_a und U_e kann nach den Ausführungen in Abschnitt 4.2. ohnehin auf den Transformator

verzichtet werden. Wie noch gezeigt wird, ist auch die Drossel nicht unbedingt erforderlich, da als Speicher Kondensatoren geeignet sind.

Eisenlose Gleichspannungswandler bestehen aus einer selbstschwingenden Schaltung (Multivibrator), einer Leistungsstufe zur Verstärkung der erzeugten Rechteckschwingungen und einer Gleichrichterschaltung. Je nach Polarität der Dioden im Gleichrichterteil kann eine positive oder negative Ausgangsspannung erzeugt werden. Höhere Ausgangsspannungen lassen sich bei Einsatz von Vervielfachern (siehe Abschnitt 2.1.) erzielen.

Als Beispiel wird eine Schaltung nach [18] vorgestellt (Bild 4.6). Ein astabiler Multivibrator erzeugt Rechteckschwingungen mit einer Frequenz größer 15 kHz (Bild 4.6a). Diese hohe Frequenz wählt man, damit bei Anwendung in NF-Verstärkern hörbare Störsignale durch den Gleichspannungswandler nicht auftreten. Die Rechteckschwingung wird in dem Gegentaktverstärker auf eine Spitzenspannung von etwa 12 V (entsprechend der Eingangsspannung U_c des Wandlers) verstärkt. An den Wechselrichter

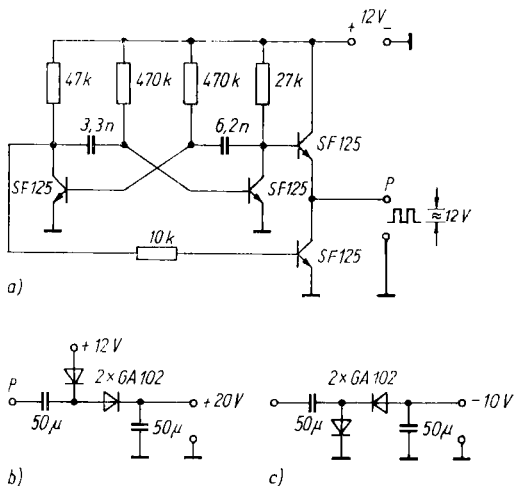


Bild 4.6 Eisenloser Gleichspannungswandler; a — Wechselrichter mit Leistungsverstärker, b — Gleichrichter für $U_a > U_c$, c — Gleichrichter für negative Ausgangsspannung U_a

(Bild 4.6a) lassen sich je nach Bedarf verschiedene Gleichrichterschaltungen anschließen.

Im Beispiel nach Bild 4.6b wird eine höhere positive Ausgangsspannung dadurch erzielt, daß die Verdopplerschaltung selbst aus der Rechteckschwingung eine positive Gleichspannung erzeugt und diese Gleichspannung mit der Eingangsspannung (+ 12 V) in Reihe geschaltet ist (aufgestockt). Eine negative Spannung läßt sich bei Umpolen der Dioden erhalten (Bild 4.6c). Bei der Dimensionierung der Gleichrichterschaltungen muß man beachten, daß die gleichzurichtende Wechselfspannung eine relativ kleine Spannung ist. Da Spitzengleichrichter eingesetzt werden, gilt unter Vernachlässigung aller Spannungsabfälle für den Einweggleichrichter etwa

$$U_a = \frac{U_e}{2} .$$

Bereits die Ausgangsspitzenspannung des Wechselrichters ist aber kleiner als U_e . Außerdem sind die Flußspannungen der Dioden zu berücksichtigen. Im Beispiel nach Bild 4.6 wurden bereits Germaniumdioden wegen ihrer kleineren Flußspannung gewählt. Der endliche Stromflußwinkel vermindert ebenfalls die Ausgangsspannung. Trotz Verdoppler wird deshalb die erzeugte Spannung dem Betrag nach kleiner als die Eingangsspannung sein. Für größere Ausgangsspannungen setzt man deshalb Vervielfacher ein. Von Nachteil ist aber die stärkere Abhängigkeit der Ausgangsspannung vom Ausgangsstrom.

Für die Schaltung des Wechselrichters gibt es viele Möglichkeiten. So kann der Multivibrator aus integrierten digitalen Schaltkreisen aufgebaut werden, eventuell auch der Leistungsverstärker [19]. Hier sei als Beispiel noch ein Wandler mit dem analogen Schaltkreis *A 205* vorgestellt (Bild 4.7). Der Leistungsverstärker *A 205* ist als astabiler Multivibrator geschaltet (vom Ausgang über den Spannungsteiler 10 k Ω /1,5 k Ω Rückkopplung auf den nichtinvertierenden Eingang) und liefert bereits eine Rechteckspannung hoher Leistung. Neben der internen Gegenkopplung und der äußeren Rückkopplung bestimmt der Kondensator am invertierenden Eingang die Frequenz der erzeugten Rechteckspannung. Sie wurde mit 10 kHz gewählt, um Umschaltverluste klein zu halten. Durch eine Vervielfacherschaltung am Ausgang wird die erforderliche Ausgangsspannung gesichert.

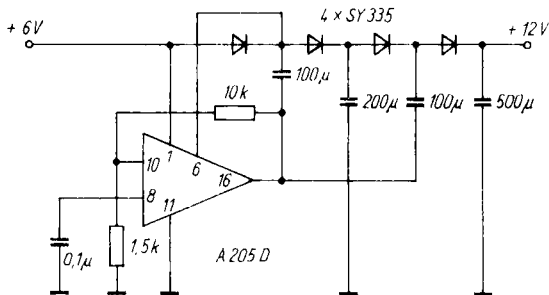


Bild 4.7 Gleichspannungswandler mit Schaltkreis A 205 nach [20]

Variationsmöglichkeiten der Grundsaltung sind in [20] angegeben. Die vorstehenden Beispiele mögen genügen. Der experimentierfreudige Amateur hat hier sicherlich noch ein breites Betätigungsfeld.

4.4. Schaltspannungsregler

Auch die von Gleichspannungswandlern erzeugte Ausgangsspannung soll möglichst stabil sein. Für einfache Anforderungen genügt dabei eine Z-Dioden-Stabilisierung. Der Einsatz linearer Regler ist möglich, wobei allerdings der Wirkungsgrad der Anordnung aus Transverter und linearem Regler dann recht klein ist. Zur Regelung der Ausgangsspannung bietet sich aber eine andere Möglichkeit an. Nach Gl. (4.1), (4.3) und (4.5) hängt die Ausgangsspannung U_a eines Gleichspannungswandlers vom Tastverhältnis V_T ab. Unerwünschte Änderungen von U_a können also durch Variation von V_T ausgeglichen werden. Diese Möglichkeit für die Regelung ist nicht nur bei Gleichspannungswandlern von Bedeutung. Sie sei deshalb hier allgemein dargestellt, wobei bezüglich der Grundsaltungen entsprechende Übereinstimmungen zu Transverterschaltungen beachtet werden.

Schaltung und Wirkungsweise

Bereits in Bild 3.1 wurde der Übersichtsschaltplan eines Spannungsreglers dargestellt. Beim linearen Regler besteht die Regelstrecke aus einem Transistor, dessen Spannungsabfall so gewählt

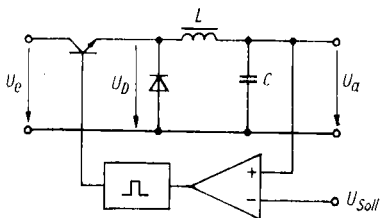


Bild 4.8
Prinzipschaltung eines
Schaltspannungs-
reglers

wurde, daß U_a konstant bleibt. An die Stelle des nur im aktiven Bereich arbeitenden Transistors tritt beim Schaltspannungsregler ein Schalter (Transistor im Schalterbetrieb). Über das Tastverhältnis kann die Ausgangsspannung dann konstant gehalten werden.

In Bild 4.8 ist das Prinzipschaltbild eines Schaltspannungsreglers dargestellt. Eine unstabilisierte Eingangsspannung U_e wird je nach Ansteuerung des als Schalter betriebenen Transistors an das Speicherglied (L, C) geschaltet bzw. nicht geschaltet. Wie beim Durchflußwandler (siehe Bild 4.4a) erhält der Verbraucher bei eingeschaltetem Transistor Energie, und gleichzeitig speichern L und C Energie. Bei ausgeschaltetem Transistor wird der Verbraucher aus L und C gespeist. Dabei sichert die Diode in dieser Phase den Stromfluß durch L . Sie wird deshalb auch als Freilaufdiode bezeichnet.

In Bild 4.9a ist die Spannung U_D an der Diode dargestellt. Solange der Transistor eingeschaltet ist ($V_T \cdot T$), steigt der Strom in der Drossel an (siehe Bild 4.9b). In dieser Zeit gilt:

$$U_e = \frac{\Delta I_L L}{V_T T} + U_a.$$

Bei gesperrtem Transistor ($T - V_T T$) wird die Diodenspannung etwa Null (genauer: gleich der Flußspannung):

$$U_a = V_T U_e.$$

$$0 = \frac{\Delta I_L L}{T(1 - V_T)} + U_L.$$

Aus diesen beiden Gleichungen bezüglich ΔI_L gleich, erhält man die bereits bekannte Gl. (4.3) — siehe Abschnitt 4.2.

Die infolge der Siebwirkung von Drossel und Kondensator sich nur wenig ändernde Ausgangsspannung (Bild 4.9a). wird zur Steue-

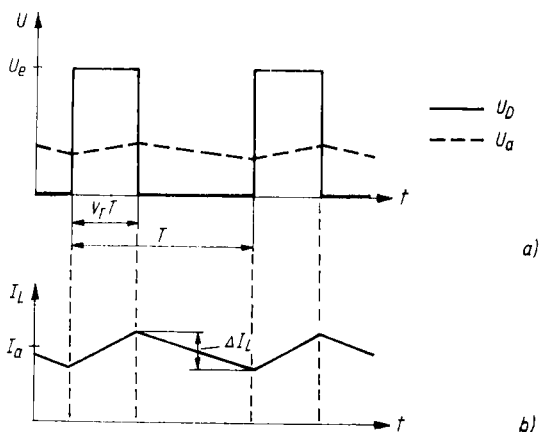


Bild 4.9 Zeitabläufe beim Schaltspannungsregler; a — Dioden- und Ausgangsspannung, b — Ausgangsstrom

nung des Reglers benutzt. Ein Differenzverstärker vergleicht U_a mit U_{Soll} . Die Regelabweichung steuert eine Kippstufe (Bild 4.8). Wird U_a zu klein, leitet der Transistor, so daß die Ausgangsspannung wieder ansteigen kann. Bei Überschreiten einer durch die Kippstufe bestimmten Schwellspannung sperrt der Transistor wieder.

Schwankungen der Eingangsspannung werden entsprechend Gl. (4.3) durch Verändern des Tastverhältnisses ausgeglichen, wobei die Regelschaltung (Bild 4.8) infolge der Hysterese der Kippstufe (die Hysterese charakterisiert die Differenz von Ein- und Ausschaltschwellspannung) eine geringe Änderung von U_a voraussetzt. Schwankungen des Laststromes werden also durch entsprechende Stromaufnahme aus der Quelle U_e kompensiert. Unterschreitet der Laststrom I_a allerdings einen Mindestwert, so kann der Strom I_L der Drossel in der Sperrphase gegen Null gehen. Man spricht von lückendem Betrieb. Dieser Betriebsfall wird möglichst vermieden. Die Induktivität der Drossel muß entsprechend groß sein.

Ein kritischer Betriebsfall entsteht bei Leerlauf des Reglers. Da kein Laststrom fließt, wird die Drossel unwirksam, und am Kondensator liegt die Eingangsspannung U_e . Deshalb ist eine Mindestbelastung des Reglers zu sichern.

Hinweise zur Dimensionierung

Die Drossel ist für die Wirkungsweise des Schaltreglers von entscheidender Bedeutung. Ihre Induktivität sollte

$$\frac{U_a t_R}{\Delta I_{a \max}} \left(\frac{V_{T \max}}{V_{T \min}} - 1 \right) \geq L \geq \frac{U_a T}{\Delta I_{a \max}} (1 - V_{T \min}) \quad (4.7)$$

betragen. Dabei bedeutet t_R die Zeit, in der sich der Strom nach einem Lastsprung $\Delta I_{a \max}$ auf den neuen Wert eingestellt hat. Damit eine Sättigung des Kerns vermieden wird, muß man unbedingt einen Luftspalt vorsehen. Die Induktivität solcher Drosseln ist bei üblichen Kernabmessungen und Windungszahlen ohnehin gering, so daß eigentlich in Gl. (4.7) die untere Grenze bei der Dimensionierung kritischer ist.

Das Tastverhältnis wird nach Gl. (4.3) aus Eingangs- und Ausgangsspannung bestimmt. Es ändert sich infolge Eingangsspannungsschwankungen zu

$$\frac{V_{T \max}}{V_{T \min}} = \frac{U_{e \max}}{U_{e \min}}. \quad (4.8)$$

Der Siebkondensator am Ausgang wird nach den zugelassenen Abweichungen der Ausgangsspannung bei Lastschwankungen dimensioniert. Es gilt

$$C \geq \frac{t_R}{2} \frac{\Delta I_{a \max}}{\Delta U_{a \max}}. \quad (4.9)$$

Als Regelstrecke ist ein Schalttransistor mit kleinen Schaltzeiten und niedriger Sättigungsspannung $U_{CE \text{ sat}}$ zu verwenden, um die Umschaltverluste klein zu halten. Die Dimensionierung der Ansteuerung entspricht der bei digitalen Schaltstufen.

Die Freilaufdiode soll im Interesse geringer Verluste des Reglers eine möglichst kleine Sperrerholzeit aufweisen. Geeignet dafür sind die Dioden *SY 330* mit einer Sperrerholzeit von 500 ns.

Wirkungsgrad

Schaltspannungsregler haben einen wesentlich besseren Wirkungsgrad als lineare Regler, weil die Regelung nicht auf dem Prinzip der Umwandlung elektrischer Energie in Wärme beruht, sondern auf dem gesteuerten Durchschalten zum Verbraucher. Dabei treten auch Verluste auf, die bei entsprechender Dimen-

sionierung der Schaltung klein sind. Als wesentliche Verluste sind die Umschaltverluste im Transistor und in der Freilaufdiode sowie in der Drossel zu beachten. Da die Umschaltverluste von der Schaltfrequenz abhängen, legt man diese nicht zu hoch (etwa 20 kHz). Um hohe Eingangsströme zu vermeiden, wählt man das Verhältnis von U_e/U_a möglichst groß (etwa 3 bis 6). Unter diesen Bedingungen sind Wirkungsgrade von 60 bis 80 % erreichbar. Wesentliche Nachteile der Schaltspannungsregler sind ihr erhöhter Schaltungsaufwand und die Restwelligkeit der Ausgangsspannung. Der Schaltungsaufwand wird bezüglich der Regeleinrichtung durch entsprechende IS verringert. Trotzdem verwendet man Schaltregler für relativ niedrige Eingangsspannungen, die erst durch Transformation aus dem Netz gewonnen werden müssen, nur selten. In Abschnitt 5. wird das Hauptanwendungsgebiet der Schaltregler näher betrachtet.

Ansteuerung und Schaltbeispiele

Für die Regeleinrichtung von Schaltspannungsreglern gibt es verschiedene Lösungen. Neben speziellen IS, die in Abschnitt 5. vorgestellt werden, lassen sich Regelschaltungen auch aus allgemein zugänglichen Schaltkreisen aufbauen. Eine einfache Schaltung ergibt sich nach [21], wenn der als Vergleichereingesetzte Operationsverstärker gleichzeitig durch eine positive Rückkopplung die Rechteckschwingung zur Steuerung des Schalttrans-

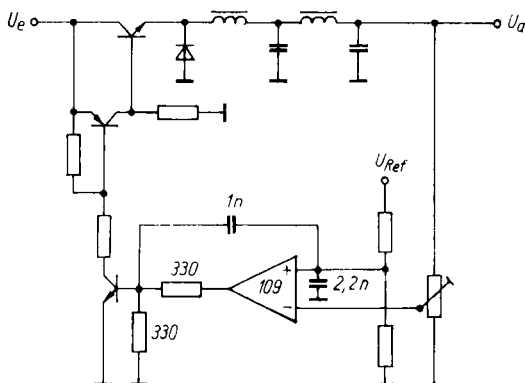


Bild 4.10 Steuerschaltung eines Schaltspannungsreglers nach [21]

Mit der Schaltung nach Bild 4.11 wurde bei $I_a = 0,5$ A ein Wirkungsgrad von 50% erzielt. Das Tastverhältnis ändert sich entsprechend Gl. (4.3) bei Variation $U_e = (12 \dots 30)$ V im Bereich von $V_T = 0,45 \dots 0,2$. Bei Ausgangsströmen bis 1 A wurde ein dynamischer Innenwiderstand $r_i \approx 5$ m Ω ermittelt. Der Stabilisierungsfaktor ergab sich zu $S \approx 200$.

Die Vorteile eines Schaltspannungsreglers gegenüber linearem Regler konnten an der Schaltung nach Bild 4.11 recht einfach nachgewiesen werden.

Unterbricht man die Rückkopplung über den 1-M Ω -Widerstand, trennt die Freilaufdiode ab und überbrückt die Drossel, so wirkt die Schaltung wie ein linearer Regler. Der Wirkungsgrad dieser Anordnung ist jetzt von der Eingangsspannung abhängig. Es ergaben sich für $U_e = (12 \dots 30)$ V η -Werte von 38 bis 16% bei $I_a = 0,5$ A.

5. Schaltnetzteile

Der gute Wirkungsgrad des Schaltspannungsreglers sowie die Möglichkeit, in einer getakteten Stromversorgung die Spannung zu transformieren, werden beim Schaltnetzteil ausgenutzt. In Abschnitt 1.3. wurde das Prinzip dargestellt. Hier sollen Hinweise auf schaltungstechnische Probleme dieser Stromversorgungsteile gegeben werden.

5.1 Grundsaltungen von Schaltnetzteilen

Bereits im Übersichtsschaltplan Bild 1.2 sind die Grundelemente des Schaltnetzteils

- Netzgleichrichter,
- Schalter (Zerhacker),
- Transformator,
- Gleichrichter und Siebschaltung,
- Regelschaltung,

dargestellt. Der Schaltungsteil *Schalter – Transformator – Gleichrichter – Siebschaltung* entspricht einem fremdgesteuerten Transverter. Im Unterschied zu den im vorhergehenden Abschnitt betrachteten Beispielen ist die Eingangsspannung dieses Transverters aber sehr hoch ($U_e = 300 \text{ V}$).

Zur Steuerung des Transverters sowie zur Regelung der Ausgangsspannung dient die Regelschaltung. Die Wirkungsweise entspricht der des Schaltspannungsreglers. Allerdings wurde in Abschnitt 4.4. ein Transformator innerhalb des Regelkreises bisher nicht betrachtet.

Bevor auf Anforderungen an und auf Lösungsmöglichkeiten für die einzelnen Funktionsblöcke des Schaltnetzteils näher eingegangen wird, seien einige Grundsaltungen für Schaltnetzteile und ihre Besonderheiten dargestellt. Beim *Sperrwandler-Schaltnetzteil* entspricht die Grundsaltung dem Transverter nach Bild 4.3a. Praktisch schaltet man den Transformator zwischen Kollektor des Transistors und Plus der Spannungsquelle. Das Tastverhältnis wird im Interesse nicht zu großer Kollektor-Emitter-

Sperrspannung $V_T \leq 0,45$ gewählt (siehe Abschnitt 4.2.). Der Aufwand beim Sperrwandler-Schaltnetzteil ist klein; es sind einfache Ansteuerschaltungen möglich. Der Sperrwandler kann mehrere Ausgangsspannungen mit einem Transformator erzeugen, indem entsprechende Sekundärwicklungen und dazugehörige Gleichrichter vorgesehen werden. Sperrwandler-Schaltnetzteile lassen sich für Ausgangsgleistungen bis etwa 100 W verwenden.

Ein *Durchflußwandler-Schaltnetzteil* entsteht aus der Tiefsetzsteller-Schaltung (Bild 4.4a), indem der Transistor durch eine Diode V2 ersetzt und Transformator und Zerhackertransistor V1 vor die so entstehende Schaltung angeordnet werden (Bild 5.1). Im Primärkreis der Schaltung wird die Gleichspannung U_e zerhackt und im Transformator heruntertransformiert. An der Sekundärwicklung entsteht dann eine rechteckförmige Ausgangsspannung. Während des Stromflusses im Primärkreis fließt auch Strom durch die Diode V2 sowie durch die Drossel und den Verbraucher (Prinzip des Durchflußwandlers). Bei gesperrtem Transistor V1 fließt der Strom im Lastkreis über Freilaufdiode V3 und Drossel. Die während des Stromflusses vom Transformator aufgenommene magnetische Energie wird über eine Hilfswicklung und die Diode V4 in der bereits in Abschnitt 4.2. beschriebenen Art abgeführt.

Vorteilhaft am Durchflußwandler-Schaltnetzteil ist die bessere Siebung der Ausgangsspannung durch sekundäre Drossel und Kondensator. Es sind allerdings 2 induktive Bauelemente notwendig. Sollen mehrere Ausgangsspannungen bereitgestellt werden, muß für jede eine Drossel vorhanden sein.

Durchflußwandler werden meist für größere Leistungen verwendet. Dabei sind zur Erhöhung der Ausgangsleistung auch Gegentakt- und Brückenanordnungen gebräuchlich. Bild 5.2

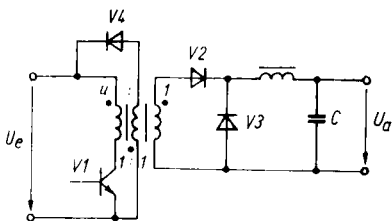


Bild 5.1
Durchflußwandler-
Schaltnetzteil

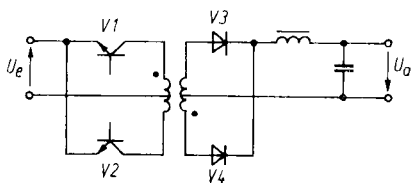


Bild 5.2
Gegentaktwandler

zeigt den Stromlaufplan eines *Gegentaktwandler-Schaltnetzteils* mit gemeinsamem Transformator und gemeinsamer Drossel. Bei leitendem Transistor V1 fließt auch Strom durch die Diode V3, die Drossel und die Last. Es wird wie beim Eintakt-Durchflußwandler Energie in der Drossel gespeichert. Dann sperrt V1, und die in der Drossel gespeicherte Energie fließt über die Dioden V3 und V4 (die als Freilaufdioden wirken) in den Verbraucher. Danach leitet der Transistor V2, und über die Diode V4 wird erneut Energie in der Drossel gespeichert usw. Wichtig ist, daß sich die Leitphasen der Transistoren V1 und V2 nicht überlappen, da sonst die Gefahr der Zerstörung besteht. Das ist mit Hilfe einer entsprechenden Ansteuerschaltung zu sichern. Beim Gegentaktwandler nach Bild 5.2 gilt:

$$U_a = \frac{2 V_T U_e}{i}, \quad (5.1)$$

$$U_{CE \max} = 2 U_e. \quad (5.2)$$

Varianten der Grundschaltungen sowie Hinweise zu Einsatzbereichen sind aus [22] zu ersehen.

5.2. Anforderungen an den Schalttransistor

Für die Anwendung des Transverters zur transformatorlosen Stromversorgung aus dem Netz werden leistungsfähige Hochspannungstransistoren benötigt, die erst seit einigen Jahren verfügbar sind. Die höchste zu verarbeitende Spannung ergibt sich aus der Netzwechselspannung bei Spitzengleichrichtung zu

$$U_{e \max} = (220 \text{ V} + 10\%) \sqrt{2} \approx 340 \text{ V}.$$

Bei der induktiven Belastung des Schalttransistors durch den

nachgeschalteten Transformator tritt aber mindestens die doppelte Spannung als Sperrspannung auf (siehe Abschnitt 4.).

Neben der hohen Spannung beim gesperrten Transistor sind im Durchlaßfall Ströme bis zu einigen Ampere möglich. Daraus folgt bereits, daß hohe Sperrspannung und großer Durchlaßstrom auch im Umschaltfall nicht oder nur sehr kurz gleichzeitig auftreten dürfen. Kleine Umschaltzeiten werden auch wegen der beim Umschalten auftretenden Verluste gefordert.

Die hohen Anforderungen an den Schalttransistor bedingen, daß im Interesse seines zuverlässigen Betriebes die vorgeschriebenen Grenzbedingungen eingehalten werden. Der sichere Arbeitsbereich (safe operating area; SOAR) von Leistungstransistoren wird durch das sogenannte SOAR-Diagramm beschrieben. Die Achsen sind im Unterschied zu sonst üblichen Darstellungen in logarithmischem Maßstab geteilt. Bild 5.3 zeigt den prinzipiellen Aufbau des SOAR-Diagramms. $I_{C \max}$ und $I_{CEO \max}$ (Maximalwert von U_{CE} bei offener Basis) entsprechen den üblichen Grenzwerten bei Gleichstrombetrieb. Der Bereich I (Gleichstrombetrieb) wird durch die Verlustleistung begrenzt (in der logarithmischen Darstellung entsteht aus der Verlustleistungshyperbel eine Gerade). Der in der Verlustleistungsgrenze in Bild 5.3 enthaltene Knick ist eine Folge der eingeschränkten Verlustleistung infolge des zweiten Durchbruchs [22].

Bei Impulsbetrieb kann der Arbeitsbereich erweitert werden (II), da die mittlere Verlustleistung sinkt. Auch der Kollektorstrom darf dabei größer sein ($I_{CM \max}$ Kollektorspitzenstrom), während $U_{CEO \max}$ unverändert bleibt. Die zulässige Erweiterung hängt von Tastverhältnis und Impulsdauer t_p ab.

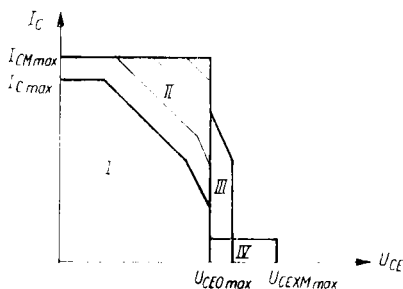


Bild 5.3
Aufbau des SOAR-Diagramms

Unter definierten Bedingungen bei der Basisbeschaltung kann die Kollektor-Emitter-Spannung $U_{CEO\max}$ überschritten werden. Der Arbeitsbereich III gilt für sehr kurze Impulsdauer und wird beim Einschalten unter Angabe eines maximal zugelassenen Basis-Emitter-Widerstands R_{BE} verwendet. Hinweise zum Bereich III können auch fehlen. Der Bereich IV gilt für den gesperrten Transistor. Der zugehörige Kollektorstrom muß dabei praktisch auf den Sperrstrom abgesunken sein. Auch dieser Bereich ist innerhalb einer bestimmten Zeit wieder zu verlassen. Als Beispiel sei das SOAR-Diagramm des Transistors *SU 165* betrachtet (Bild 5.4). Typisch für diesen Transistor ist, daß im Gleichstrombereich der zweite Durchbruch bei der Verlustleistung unberücksichtigt bleiben kann (durchgehende Verlustleistungsgerade). Bereich II gilt für $V_T = 0,01$. Einen Bereich III gibt der Hersteller nicht an. Für Bereich IV gilt bei $R_{BE} \leq 100 \Omega$ $V_T \leq 0,25$ und $t_p \leq 20 \mu s$.

Aus den durch das SOAR-Diagramm gegebenen Grenzen folgen einige Probleme für die *Ansteuerung* des Schalttransistors, auf die noch hingewiesen sei. Der Basisstrom des Schalttransistors soll beim Einschalten möglichst schnell ansteigen, wobei der Über-

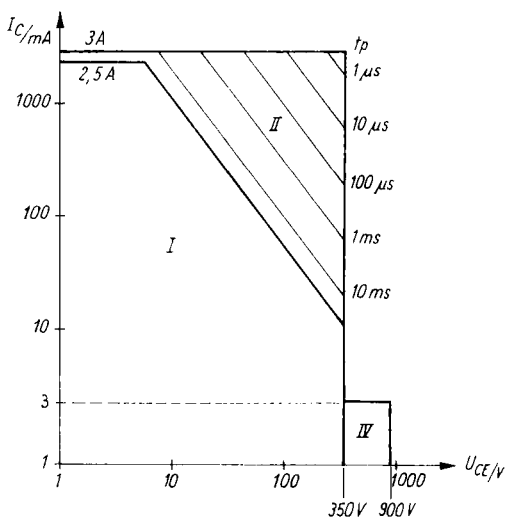


Bild 5.4 SOAR-Diagramm des *SU 165*

steuerungsfaktor $m = 2 \dots 3$ gewählt wird (kleine Sättigungsspannung). Beim Abschalten muß die in der Basis-Emitter-Diode gespeicherte Ladung möglichst schnell abgeführt werden. Das geschieht am einfachsten durch einen zum Basisvorwiderstand parallel geschalteten Kondensator. Die Dimensionierung der Ansteuerung des Schalttransistors ist für dessen Belastung von großer Bedeutung. Hinweise dazu sind in [8], [22], [23] zu finden.

Neben der sorgfältigen Dimensionierung der Ansteuerschaltung ist eine geeignete *Schutzbeschaltung* des Schalttransistors vorzusehen, damit die durch das SOAR-Diagramm gegebenen Grenzen unter allen Betriebsbedingungen eingehalten werden. Bereits in der Schaltung nach Bild 5.1 dient die Diode V4 in Verbindung mit der Hilfswicklung der Ableitung der Magnetisierungsenergie des Transformators beim Durchflußwandler. Diese Diode muß schnell einschalten; ihre Abschalteigenschaften sind ohne Bedeutung.

Weitere Schutzbeschaltungen sind in Bild 5.5 dargestellt. Die Kombination V1, R1, C1 soll ein langsames Ansteigen von U_{CE} beim Abschalten des Transistors bewirken. Im SOAR-Diagramm (Bild 5.4) darf zum Beispiel für den *SU 165* $U_{CEO} = 350 \text{ V}$ erst überschritten werden, wenn I_C unter 3 mA abgesunken ist. Dazu ist

$$C_1 \geq \frac{I_{CM} t_f}{2 U_{CEO}} ; \quad (5.3)$$

I_{CM} – Kollektorspitzenstrom, t_f – Abfallzeit.

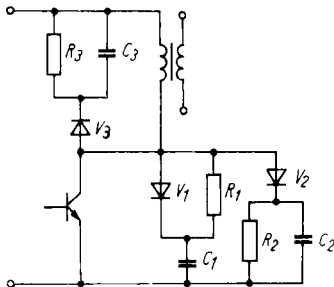


Bild 5.5
Schutzschaltungen am
Schalttransistor

In der Einschaltphase begrenzt R_1 den Entladestrom von C_1 , der gleichzeitig Einschaltstrom des Transistors ist. Außerdem muß die vollständige Entladung des Kondensators auch in der kleinsten Leitphase gesichert werden. Es gilt daher

$$\frac{U_{e \max}}{I_{CM \max}} \leq R_1 \leq \frac{T}{20 C_1} ; \quad (5.4)$$

T – Periodendauer der Schaltspannung.

Die Diode muß eine möglichst kleine Sperrerholzeit aufweisen ($t_{rr} < 500$ ns). Die Kombination $V1$, $R1$, $C1$ ist in jedem Fall erforderlich und wird als SOAR-Glied bezeichnet.

Für hohe Leistungen wird bei Durchflußwandlern zusätzlich die Beschaltung mit $V2$, $R2$, $C2$ vorgesehen. Die Kollektor-Emitter-Spannung des Transistors ist dadurch auf $2 U_e$ begrenzt. Dazu muß die Zeitkonstante groß gegenüber der Periodendauer T sein:

$$R_2 C_2 \geq 5 T . \quad (5.5)$$

Die Diode $V2$ muß ebenfalls eine kleine Sperrerholzeit haben.

Bei Sperrwandlern wird gelegentlich auch eine Schutzschaltung $V3$, $R3$, $C3$ vorgesehen, wenn die Streuinduktivität des Transformators nicht klein genug ist. Sie dient ebenfalls der Begrenzung der Kollektor-Emitter-Sperrspannung [23]. Die über $V3$ in $C3$ gespeicherte Energie wird in $R3$ in Wärme umgesetzt. Statt dieser Schutzschaltung kann man auch eine Hilfswicklung mit Diode $V4$ wie beim Durchflußwandler nach Bild 5.1 verwenden, wobei sich jedoch einige Nachteile ergeben [22].

Neben bipolaren Transistoren werden in Zukunft V-MOS-Transistoren (Vertikal-Feldeffekttransistoren) für den Einsatz in Schaltnetzteilen an Bedeutung gewinnen. Diese Transistoren zeichnen sich durch eine hohe Stromdichte, hohe Durchbruchspannung und sehr kurze Schaltzeiten aus. Mit ihnen lassen sich Schaltnetzteile bei Frequenzen von 500 kHz aufbauen (kleinere Induktivitäten, weniger aufwendige Siebung am Ausgang). Die Ansteuerung ist unproblematischer als bei Bipolartransistoren, da eine nahezu leistungslose Steuerung möglich ist. Auch können besondere Schutzschaltungen entfallen, weil kein zweiter Durchbruch auftritt.

5.3. Dimensionsionierung des Leistungsteils

Nachfolgend soll der Schaltnetzteil, in Leistungsteil und Steuerung getrennt, untersucht werden. Dabei ergeben sich für die Dimensionierung der verschiedenen Bausteine nach Bild 1.2 einige Besonderheiten. Hinweise zum Schalttransistor (Ansteuerung, Schutzbeschaltung) wurden bereits im vorhergehenden Abschnitt gegeben.

Netzgleichrichter und Ladekondensator

Zur Netzgleichrichtung verwendet man Brückengleichrichter, da sie gegenüber der ebenfalls möglichen Einweggleichrichtung bereits eine Ausgangsspannung geringerer Welligkeit liefern. Die Kapazität des Ladekondensators hängt von der Eingangsleistung, der zulässigen Brummspannung und der minimalen Netzspannung ab. Gelegentlich wird auch der Ausfall einer oder zweier Halbwellen der Netzwechselspannung zugelassen. Für $U = 220 \text{ V} - 15\%$ und eine Brummspannung von 40 V (Spitze — Spitze) ergibt sich nach [22]

- ohne Berücksichtigung von Netzausfall $C = 0,8 \mu\text{F W}^{-1}$;
- bei Ausfall einer Halbwellen $C = 1,85 \mu\text{F W}^{-1}$;
- bei Ausfall zweier Halbwellen $C = 2,9 \mu\text{F W}^{-1}$.

Transformator

Im Unterschied zum Netztransformator werden für Schaltnetzteile wegen der hohen Schaltfrequenz nur Ferritkerne verwendet. Der kompakte Aufbau und die hohe Leistung bedingen im Interesse der guten Kühlung nur offene Kerne (EE, UI). Die Wicklungen sollen eine möglichst geringe Streuinduktivität sichern (verschachtelte Anordnung, z. B. in [22] und [23]); eine ausreichende Isolation der Wicklungen ist zu gewährleisten (galvanische Trennung vom Netz im Übertrager).

Die Dimensionierung des Transformators ist problematischer als bei Netztransformatoren, weil die Verluste im Kern von der Frequenz und dem Tastverhältnis abhängig sind. Hier werden deshalb nur einige grundlegende Bemessungsgleichungen gegeben. In der Praxis benutzt man meist auf die verschiedenen Kernmaterialien zugeschnittene Nomogramme [7], [22].

Am Beispiel des Transformators für einen Durchflußwandler soll die Dimensionierung dargelegt werden: Aus der Netzwechsel-

spannung ergibt sich für die Gleichspannung der Bereich $U_e = (340 \dots 220)$ V. Mit Gl. (4.8) läßt sich das Tastverhältnis ermitteln. Da bei Durchflußwandlern $V_{T \max} = 0,45$ nicht überschritten werden soll, wird

$$V_{T \min} = V_{T \max} \frac{U_{e \min}}{U_{e \max}} = 0,29.$$

Die sekundäre Ausgangsspannung U_2 des Transformators muß auch bei $U_{e \min}$ und $V_{T \max}$ erreicht werden. Damit gilt für das Übersetzungsverhältnis

$$u = \frac{U_{e \min} V_{T \max}}{U_2} = \frac{N_1}{N_2}. \quad (5.6)$$

Die sekundäre Ausgangsspannung U_2 richtet sich nach der erforderlichen Ausgangsgleichspannung U_a . Wegen auftretender Verluste in den Dioden und Leitungen wählt man $U_2 > U_a$ (z. B. $U_a = 5$ V, $U_e \approx 6,5$ V).

Aus dem Induktionsgesetz ergibt sich die Primärwindungszahl zu

$$N_1 = \frac{U_{e \max} V_{T \max}}{A_{\min} \widehat{B} f}; \quad (5.7)$$

A – magnetischer Querschnitt des Korns, $\widehat{B}$ – Spitzenwert der Induktion des Kernmaterials, $f = \frac{1}{T}$ Schaltfrequenz.

Bei Transformatoren für Sperrwandler muß die zu speichernde Eingangsleistung P_{in} berücksichtigt werden [23]. Sie bestimmt die Primärinduktivität des Transformators:

$$L_1 = \frac{(U_{e \max} V_{T \min})^2 T}{2 P_{in}}. \quad (5.8)$$

Aus dem A_L -Wert des Korns (unter Beachtung des Luftspaltes) wird dann die Primärwindungszahl bestimmt.

Bei der Wahl des Drahtdurchmessers für die Sekundärwicklung sollte man beachten, daß wegen des bei hohen Frequenzen auftretenden Skin-effektes Drahtdurchmesser größer 1 mm nicht sinnvoll sind. Es werden deshalb Parallelwicklungen mehrerer dünner Drähte oder Kupferfolien als Sekundärwicklung verwendet. Die Wicklungen erfordern auch für die Isolation einen be-

achtlichen Wickelraum, so daß eine sorgfältige Ausführung notwendig ist.

Speicherdrossel, Gleichrichter, Siebkondensator

Bei Durchflußwandlern ist eine Speicherdrossel erforderlich (siehe auch Abschnitt 4.4.). Ihre Dimensionierung richtet sich nach Gl. (4.7).

Für die Gleichrichtung sind schnellschaltende Dioden notwendig. Da der Wirkungsgrad bei kleiner Flußspannung größer wird, wären *Schottky*-Dioden günstiger. Diese weisen Flußspannungen von 0,4 bis 0,6 V bei geringer Sperrerholzeit auf.

Problematisch ist auch die Wahl der Siebkondensatoren am Ausgang. Ihre Kapazität ergibt sich aus Gl. (4.9). Da aber der zu siebenden Spannung eine Welligkeitsspannung hoher Frequenz überlagert ist, müssen Serienwiderstand und Eigeninduktivität des Kondensators möglichst klein sein. Übliche Elektrolytkondensatoren erfüllen diese Forderung nicht. Ihr Scheinwiderstand sinkt bei hohen Frequenzen (1 kHz bis 1 MHz) nur noch unwesentlich (10 bis 1 Ω) [8]. Man behilft sich durch Parallelschalten mehrerer Elektrolytkondensatoren mit axialen Anschlüssen. Es werden aber auch spezielle Elektrolytkondensatoren, bei denen die Eigeninduktivität durch mehrfache Kontaktierung herabgesetzt wird, entwickelt und eingesetzt. Eine weitere Möglichkeit zur Verbesserung der Siebwirkung im Ausgang besteht in einem zusätzlichen Siebglied aus einer Drossel (z. B. UKW-Drossel nach TGL 9814) und einem MP- oder keramischen Kondensator.

Die Dimensionierung des Leistungsteils läßt sich nicht ohne Berücksichtigung der Steuerschaltung vornehmen. Sie ist relativ kompliziert und basiert in hohem Maße auf Erfahrungen. Deshalb können die vorstehenden Hinweise nur als eine Anregung angesehen werden. Sie sind aber geeignet, das Verständnis für die Wirkungsweise von Schaltnetzteilen zu erhöhen.

Beim Aufbau des Leistungsteils sind unbedingt Probleme der Störabstrahlung zu beachten. Bereits in Abschnitt 2.5. wurden dazu einige Hinweise gegeben. Schon bei der Verdrahtung des Netzteils sollte darauf geachtet werden, daß die Leitungen vom Netzgleichrichter über Transformator und Schalttransistor dicht beieinander liegen, damit die entstehenden Felder sich weitestgehend aufheben. Der Transformator muß Schirmwicklungen

enthalten. Die Dioden auf der Sekundärseite sollten eine „weiche“ Abschaltcharakteristik (soft-recovery-Verhalten) aufweisen, da sonst Schwingungen im Kurzwellenbereich auftreten können (SY 345). Eine geeignete Abschirmung des Leistungsteils sowie ein zentraler Massepunkt (Masseanschluß des primären Siebkondensators) ergänzen die möglichen Maßnahmen zur Störungsunterdrückung.

5.4. Steuerschaltungen

Für die Steuerung des Transverters sowie die Regelung der Ausgangsspannung gibt es verschiedene Möglichkeiten. So läßt sich die Ausgangsspannung bei konstanter Impulsdauer durch Veränderung der Frequenz des steuernden Generators regeln. Für diese Methode werden allerdings auch international kaum integrierte Steuerschaltkreise angeboten, Gebräuchlicher ist die Variation des Tastverhältnisses bei konstanter Frequenz.

In Bild 5.6 ist das Prinzip der Regelung mit konstanter Frequenz dargestellt. Vom Ausgang des Leistungsteils wird U_a als Meßspannung über eine Rückkopplung dem Vergleich zugeführt. Bei Abweichungen von der Sollspannung steuert der Vergleich den Pulsdauernmodulator (PDM) so, daß sich das Tastverhältnis der Ausgangsrechteckspannung entsprechend ändert. Die Grundfrequenz der Steuerschaltung wird durch den Sägezahngenerator bestimmt. Eine Sägezahnspannung eignet sich

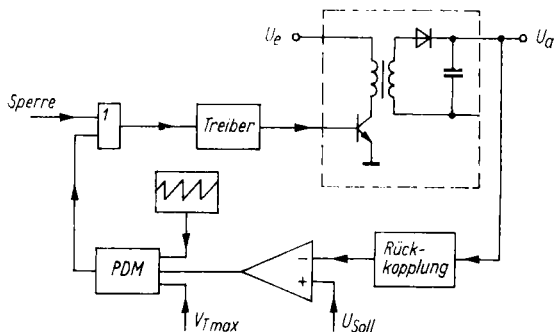
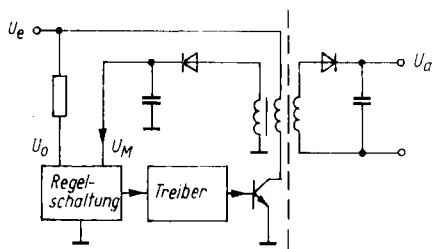


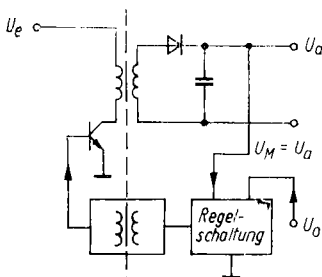
Bild 5.6 Prinzipschaltung der Schaltnetzteilregelung

durch die Regelabweichung des Vergleichers recht gut zur Impulsdauermodulation (Impulsbreitenmodulation). Am PDM ist eine Einstellung von $V_{T \max}$ möglich. Die Rechteckspannung wird über eine extern beeinflussbare Impulssperre dem Treiber zugeführt. Dieser steuert unmittelbar den Schalttransistor des Gleichspannungswandlers.

Eine wesentliche Forderung an Netzstromversorgungen ist die galvanische Trennung von Netz und Verbraucher (Berührungsschutz). Im Schaltnetzteil besteht diese Trennung durch den Transformator des Gleichspannungswandlers. Auch die Regeleinrichtung muß die Netztrennung gewährleisten. Deshalb ist die Anordnung der gesamten Steuerschaltung einschließlich Regelschaltung auf der Primärseite diesbezüglich unproblematisch (Bild 5.7a). Die Meßgröße U_M für die Regelschaltung muß dann über eine gesonderte Transformatorwicklung und Gleichrichter



a)



b)

Bild 5.7 Varianten der Regelschaltung; a — Anordnung auf der Primärseite, b — Anordnung sekundärseitig

gewonnen werden. Abgesehen von diesem Mehraufwand läßt sich damit auch nur eine begrenzte Genauigkeit der Regelung erzielen.

Ordnet man die gesamte Steuerschaltung sekundär an (Bild 5.7b), muß der Schalttransistor zur Gewährleistung der Netztrennung über einen Treibertransformator angesteuert werden. Außerdem ist die Stromversorgung der Steuerschaltung (U_O) über einen gesonderten Netztransformator (50 Hz) zu sichern. Die Vorteile der Anordnung auf der Primärseite lassen sich mit der sekundären Meßgrößenbereitstellung verbinden, wenn zur galvanischen Trennung der Meßgrößenbereitstellung ein Optokoppler verwendet wird.

Die Stromversorgung der gesamten Steuerschaltung stellt ein weiteres Problem bei Schaltnetzteilen dar. Die Versorgung aus einem getrennten Niederspannungsnetzteil, weil sie die Anordnung der Steuerung auf der Sekundärseite erfordert, ist aufwendig und wird deshalb kaum verwendet. Das gilt auch für den Einsatz eines selbstschwingenden Hilfswandlers, d. h. eines kleinen gesonderten unstabilisierten Schaltnetzteils nur zur Versorgung der Steuerschaltung. Eine Stromversorgung über Vorwiderstand aus der Primärspannung $U_e = 300 \text{ V}$ (Bild 5.7a) ist vom Schaltungsaufwand einfach, verschlechtert aber den Wirkungsgrad des gesamten Schaltnetzteils erheblich. So verbraucht der Vorwiderstand beispielsweise bei einer Spannung von $U_O = 24 \text{ V}$ und einem Strombedarf von 30 mA (für den Schaltkreis B 260) eine Leistung von etwa 8 W .

Meist wird deshalb die Stromversorgung der Steuerschaltung aus einer Sekundärwicklung des Transformators vorgenommen. Bei Anordnung der Steuerschaltung auf der Sekundärseite kann das die normale Ausgangsspannungswicklung sein. Sonst ist wegen der galvanischen Trennung im Netzteil eine gesonderte Sekundärwicklung mit Gleichrichter und Ladekondensator notwendig. Diese Art der Stromversorgung der Steuerschaltung erfordert allerdings eine Anlaufschaltung, die den Gleichspannungswandler zum Anschwingen bringt und nach dem Anlaufen abgeschaltet wird.

In Bild 5.8 ist als Beispiel ein Ausschnitt aus einem Sperrwandler-Schaltnetzteil nach [8] dargestellt. Beim Einschalten des Netzes wird U_O für die Steuerschaltung zunächst über den Transistor V1 aus der primären Gleichspannung U_e erzeugt.

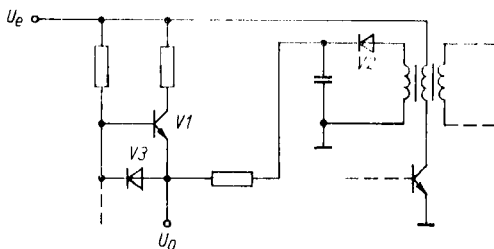


Bild 5.8 Anlaufschaltung zur Stromversorgung der Steuerung

Nach dem Anlauf steigt die aus der Hilfswicklung über die Diode V2 erzeugte Spannung an, so daß die Diode V3 leitend wird und den Transistor V1 sperrt.

Als Beispiel für ein Schaltnetzteil, das nur aus diskreten Bauelementen aufgebaut ist, sei die Stromversorgung der Farbfernsehempfänger *Colortron* und *Colorett* kurz vorgestellt (Bild 5.9). Es handelt sich um ein Sperrwandler-Schaltnetzteil für 7 verschiedene Sekundärspannungen. Der Schalttransistor V4 wird durch das SOAR-Glied V17, C59, R64 geschützt. Er schwingt über die Rückkopplungswicklung W1 selbst. Die Meßgröße zur Regelung wird an der Wicklung W2 abgegriffen und dem Regeltransistor V1 zugeführt. Mit R57 läßt sich der Sollwert einstellen. Die Dioden V12 und V13 begrenzen die Regelspannung, die zur Steuerung des Schwellwertschalters dient (V2, V3). Last- und Netzspannungsschwankungen werden durch Variation der Frequenz (etwa 18 bis 35 kHz) des selbstschwingenden Sperrwandlers ausgeglichen. Über C56 wird die Schaltung aus der Netzwechselspannung gestartet. Bei ausgangsseitigem Kurzschluß schaltet der Netzteil ab. Leerlauf ist nicht zulässig.

Beispiel für ein Schaltnetzteil mit Variation des Tastverhältnisses bei konstanter Frequenz ist die Schaltung gemäß Bild 5.10 nach [8]. Da hier ebenfalls mehrere Ausgangsspannungen bereitgestellt werden sollten, wurde der Sperrwandler gewählt. Die Steuerschaltung besteht aus allgemein zugänglichen IS. Sie ist auf der Primärseite des Leistungsteils angeordnet, erhält ihre Meßspannung aber aus der 5-V-Ausgangsspannung über einen Optokoppler MB 101. Der Fototransistor des Optokopplers dient als Vergleichler und Verstärker. Die Sollspannung wird aus

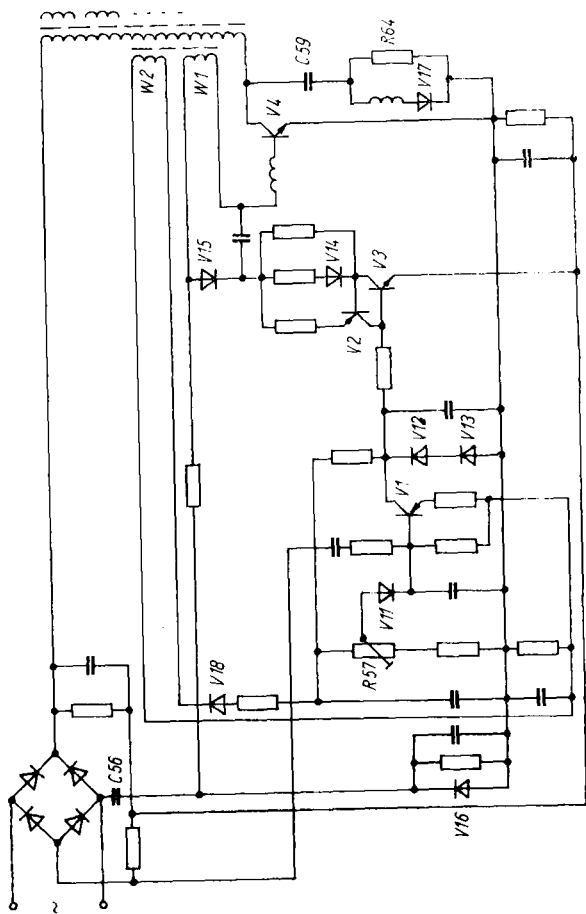


Bild 5.9 Schaltnetzteil eines Farbfernsehempfängers nach [24]

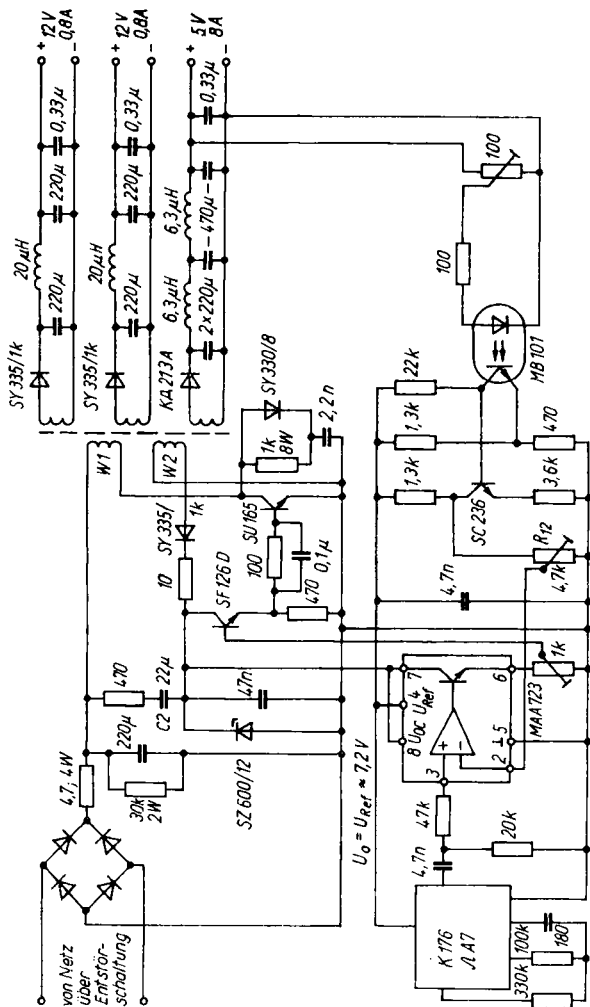


Bild 5.10 Sperrwandler-Schaltnetzteil nach [8]

der Referenzspannung des *MAA 723* über einen Spannungsteiler dem Emitter des Fototransistors zugeführt, der Meßwert liegt an der Basis. Am Kollektor läßt sich dann bereits eine verstärkte Spannung abnehmen, die über den Transistor *SU 236* noch invertiert wird.

Der Schaltkreis *MAA 723* dient der Bereitstellung der Referenzspannung, die gleichzeitig als Speisespannung der Steuerschaltung verwendet wird und als Pulsmodulator. Taktgeber ist der als astabiler Multivibrator geschaltete C-MOS-Schaltkreis *K 176П А 7*. Nach [8] können dafür auch *D 491*, *D 492* oder *B 360* verwendet werden, wobei man die entsprechende Beschaltung so wählen soll, daß der Multivibrator mit etwa 18 kHz schwingt. Die Ausgangsimpulse werden über ein Differenzierglied dem Vergleich der *MAA 723* zugeführt und dort mit der Regelabweichung verglichen. Infolge der Dachschräge der Taktspannung kommt es zur Pulsdauermodulation, wobei das Tastverhältnis von der Regelabweichung abhängt und sich mittels Einstellregler *R₁₂* einstellen läßt.

Die modulierten Steuerimpulse werden am Ausgang 6 des Schaltkreises abgenommen und über die Kollektorstufe *SF 126 D* der Basis des Schalttransistors *SU 165* zugeführt. Der Leistungsteil weist keine Besonderheiten auf. Ein SOAR-Glied schützt den Schalttransistor in der bereits dargestellten Weise.

Während des Anlaufs erfolgt die Stromversorgung von Treiber und Steuerschaltung über den Kondensator *C2*. Im eingeschwungenen Zustand wird dann die gleichgerichtete Spannung der Hilfswicklung *W2* wirksam. Sie wird auf etwa 12 V stabilisiert und zur Versorgung des Treibers verwendet. Außerdem speist sie den Schaltkreis *MAA 723*, dessen Referenzspannung in der bereits beschriebenen Art die Steuerschaltung versorgt.

Die Sekundärkreise weisen keine Besonderheiten auf. Die gleichgerichteten Spannungen werden über entsprechende Siebglieder bereitgestellt. Dabei läßt sich der vorgesehene Schaltungsaufwand verringern, wenn induktionsarme Elektrolytkondensatoren zur Verfügung stehen. Hinweise zur Dimensionierung des Übertragers sind in [8] zu finden.

Die oben beschriebenen Steuerschaltungen sind relativ einfach aufgebaut, erfüllen aber auch nur einen Teil der Anforderungen an ein Schaltnetzteil. Sollen zusätzliche Funktionen (vor allem Schutz- und Bedienfunktionen) berücksichtigt werden, steigt

der Schaltungsaufwand beachtlich an. Der integrierte Schaltkreis *B 260* enthält alle wesentlichen Funktionseinheiten für geregelte Schaltnetzteile. Er ist auch für Schaltspannungsregler einsetzbar [25]. Anhand des Übersichtsschaltplanes (Bild 5.11) soll seine Funktion beschrieben werden.

Die Schaltung kann durch Stromspeisung (über Vorwiderstand an hoher Spannung) oder Spannungsspeisung [$U_0 = (10,5 \dots 18) \text{ V}$] versorgt werden. Es wird intern eine stabilisierte Spannung $U_Z = 8,5 \text{ V}$ erzeugt. Diese steht am Anschluß 2 für externe Zwecke zur Verfügung. Bei zu niedriger Speisespannung U_0 sperrt die interne Stromversorgung die Ausgangsstufe und damit den Schalttransistor. Erreicht die Speisespannung wieder ihren Mindestwert, läuft die Schaltung erneut an. Intern wird für den Sollwertvergleich eine Referenzspannung von etwa $3,7 \text{ V}$ bereitgestellt und dem Regelverstärker zugeführt.

Der Regelverstärker erhält über Anschluß 3 außerdem eine entsprechend der jeweiligen Meßspannung U_M geteilte Vergleichsspannung. Mit Hilfe des Rückkoppelwiderstandes $R4$ wird die erforderliche Verstärkung des Regelverstärkers eingestellt. Zur Verbesserung der Stabilität der Regelschleife sollte man einen Kondensator $C4 = 2,2 \text{ nF}$ von Anschluß 4 nach Masse vorsehen. Bei Unterbrechung in der Meßspannungsbereitstellung oder Kurzschluß in der Regelschleife (durch Störungen im Leistungsteil) wird über den an Anschluß 3 intern angeschlossenen Komparator und $V42$ das Tastverhältnis automatisch reduziert.

Die Frequenz des Sägezahngenerators läßt sich mit den externen Elementen $R7$ und $C8$ im Bereich bis 100 kHz einstellen. Am Anschluß 9 ist außerdem eine externe Synchronisation möglich (die Synchronisationsfrequenz muß kleiner als die Freilauffrequenz des Generators sein). Über den Anschluß 16 ist eine Vorwärtsregelung des Tastverhältnisses aus der Eingangsspannung vorgesehen, wobei sich bei der Dimensionierung des Transformators Vorteile ergeben.

Im Pulsdauermodulator (PDM) wird die Ausgangsspannung des Regelverstärkers mit Hilfe der Sägezahnspannung in eine Rechteckspannung verwandelt, deren Tastverhältnis von der Sägezahnspannung abhängt. Dabei bestimmt die niedrigste der an den Anschlüssen 4, 5 und 6 liegenden Spannungen den aktuellen Wert. V_T läßt sich zwischen 0 und 95 % variieren. Am Anschluß 6 wird das maximale Tastverhältnis durch Einstellen einer ent-

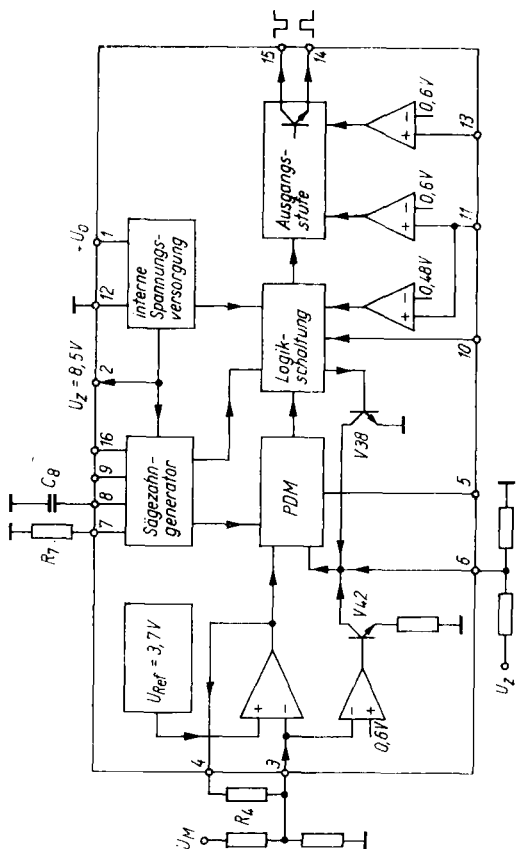


Bild 3.11 Übersichtsschaltplan des Ansteuerschaltkreises B 260

sprechenden Gleichspannung vorgegeben (z. B. bei Durchflußwandlern sollte $V_{T \max} < 50\%$ sein). Da über Anschluß 5 eine weitere Beeinflussung von V_T möglich ist, kann man ein exaktes Ausgangsstromverhalten (Konstantstrom- oder fold-back-Kennlinie) einstellen. Eine direkte Strombegrenzung ist über den Anschluß 11 möglich. Ihm wird eine vom Emitterstrom des Schalttransistors an einem kleinen Widerstand erzeugte Spannung zugeführt. Überschreitet diese 0,48 V, wird das Tastverhältnis reduziert; die Ausgangsstufe sperrt, wenn die Schaltschwelle von 0,6 V erreicht ist.

Der Schaltkreis *B 260* enthält eine Schutzschaltung, die im Falle eines Fehlers die Ausgangsstufe für mehrere Perioden sperrt. Solche Fehler sind die bereits erwähnte zu niedrige Versorgungsspannung U_O und die Strombegrenzung bei $U_{11} > 0,6$ V. Die Zeitdauer der Sperrung der Ausgangsstufe wird durch einen an Anschluß 6 anzuschaltenden Kondensator bestimmt. Nach einer entsprechenden Totzeit werden Impulse erzeugt, deren Tastverhältnis allmählich seinen normalen Wert annimmt (Langsamanlauf). Über Anschluß 10 kann diese Schutzschaltung zur Fernbedienung des Netzteils als Starteinrichtung benutzt werden.

Die Ausgangsstufe enthält neben dem Treiber einen Endtransistor mit herausgeführtem Kollektor und Emitter, so daß positive und negative Impulse möglich sind. Am Anschluß 13 kann noch ein Überspannungsschutz vorgesehen werden. Ähnlich wie die Sperrschaltung bei Überstrom wirkt dieser Schutz unmittelbar auf die Ausgangsstufe und sperrt sie. Die Spannung für Anschluß 13 ist aus einer Hilfswicklung des Transformators abzuleiten (bei Durchflußwandlern zur Entmagnetisierung bei $V_T > 0,5$ von Bedeutung). Äquivalenztyp des Schaltkreises *B 260* ist der *TDA 1060*. Für diesen Typ sind Schaltbeispiele in [8], [22] und [25] zu finden. Der Amateur hat damit Beispiele für eigene Versuche zur Verfügung.

Literaturverzeichnis

- [1] *Streng, K. K.*: Stromversorgungssteile für Sende- und Empfangsanlagen; Der praktische Funkamateurl, Band 49; Deutscher Militärverlag, Berlin 1964
- [2] *Streng, K. K.*: abc der Stromversorgungstechnik; Deutscher Militärverlag, Berlin 1971
- [3] – Mikrorechnersystem K 1510 – Systembeschreibung; Kombinat Robotron, Firmendokumentation, Dresden 1977
- [4] *Schröder, H.*: Elektrische Nachrichtentechnik, Band II; Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik, Berlin 1966
- [5] *Krause, B.*: Spannungsvervielfacherschaltungen; Funkamateurl 1980, Nr. 7, S. 341
- [6] *Schulze, M.*: Spannungsstabilisation mit Z-Dioden; radio fernsehen elektronik 1975, H. 22, S. 732–734
- [7] – Dimensionierung von Schaltnetzteilen; Elektronik 1979 H. 11, S. 83–86; H. 12, S. 83, 84
- [8] *Jungnickel, H.*: Moderne Stromversorgungstechnik; Fortsetzungsreihe in radio fernsehen elektronik, 1980
- [9] *Streng, K. K.*: Analoge integrierte Schaltungen von TESLA; electronica 142, Militärverlag der DDR, Berlin 1976
- [10] *Petermann, B.*: Stromversorgung von Sendern und Empfängern; FUNKAMATEUR 1978, H. 2, S. 88–91
- [11] *Roscher, F.*: Stabilisiertes Netzgerät mit Differenzverstärker; FUNKAMATEUR 1977, H. 6, S. 291
- [12] *Kühne, H.*: Schaltbeispiele mit dem Operationsverstärker A 109; electronica 170, Militärverlag der DDR, Berlin 1979
- [13] *Sichla, F.*: Einfaches kurzschlußfestes Experimentier-Netzgerät; FUNKAMATEUR 1977, H. 8, S. 406 und 407
- [14] *Roscher, F.*: Der integrierte Spannungsregler 723; FUNKAMATEUR 1980, H. 10, S. 491–493
- [15] *Roscher, F.*: Zur Speisespannungsversorgung von integrierten Operationsverstärkern; FUNKAMATEUR 1980, H. 1, S. 27, 28
- [16] *Redl, R.*: Analyse von Grundtypen transistorisierter Schaltspannungsregler; radio fernsehen elektronik 1973, H. 16, S. 540–543

- [17] *Schmidt, H.*: Operationsverstärker aus „Selga“-Akku gespeist; FUNKAMATEUR 1978, H. 7, S. 344, 345
- [18] – Höhere Spannungen oder negative Spannungen aus einer positiven Stromversorgung; FUNKAMATEUR 1976, H. 8, S. 384
- [19] *Reckziegel, W.*: Erzeugung einer IS-Versorgungsspannung; radio fernsehen elektronik 1981, H. 3, S. 159
- [20] *Salomon, P.*: Eisenloser Gleichspannungswandler mit A 205; radio fernsehen elektronik 1979, S. 263, 264
- [21] *Caesar, R.*: Neues Prinzip für Schaltnetzteile; Elektronik 1977, H. 12, S. 70
- [22] *Wüstehube, J.* u. a.: Schaltnetzteile; expert-verlag, Grafenau/Württ., 1979
- [23] *Prochnow, H.*: SU 165 in Schaltnetzteilen; radio fernsehen elektronik 1980, H. 10, S. 667—670
- [24] *Kürbis, K.-H., Behrens, R.*: Farbfernsehempfänger Colotron und Colorett; radio fernsehen electronik 1980, H. 12, S. 778—797
- [25] *Schröder, R.*: Moderne Schaltregler für den Funkamateurl; FUNKAMATEUR 1981, Nr. 6, S. 293—296

